



## ДОСЛІДЖЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ ДИНАМІЧНИХ ЦІЛЕЙ У БОРТОВИХ РУХОМИХ ІМПУЛЬСНИХ РАДІОЛОКАТОРАХ

М. Климах [ORCID: 0000-0002-1166-4182], І. Колодчак, О. Шпур [ORCID: 0000-0002-1166-4182], А. Ратич [SCOPUS ID: 57193754322]

Національний університет «Львівська політехніка», вул. С. Бандери, 12, Львів, 79000, Україна

Відповідальний за рукопис: Іван Колодчак (e-mail: ivankolod5@gmail.com).

(Подано 8 березня 2024 р.)

Розглянуто характерні особливості когерентного (квазікогерентного) та некогерентного накопичення і детектування прийнятих із радіоефіру (відбитих від пасивної динамічної цілі) сигналів, що є адитивною сумішшю корисної складової та можливої «шумоподібної» завади з доданим «власним» шумом приймального тракту в бортових рухомих імпульсних радіолокаторах повітряного базування. Вважається, що випадкові складові вхідного сигналу адекватно описуються нормальним (або близьким до нього) законом розподілу густини ймовірності, а сигнал (протягом інтервалу накопичення) є гармонічним, період якого однозначно зв'язаний із доплерівським зміщенням частоти в прийнятому сигналі. Сформульовано необхідні й достатні умови когерентного (квазікогерентного) та некогерентного ефективного накопичення сигналу, наведено аналітичні та графічні залежності для визначення вихідного співвідношення «сигнал/(шум+завада)» при різних кратностях когерентного та некогерентного накопичень як в часовій, так і в спектральній областях. Розроблено та досліджено математичну модель на базі пакету системного моделювання «System View», яка демонструє шляхом адекватної імітації та статистичного усереднення особливості та кількісні відмінності результатів когерентного та некогерентного накопичень при різних, зокрема низьких, але практично значущих, вхідних співвідношеннях «сигнал/(шум+завада)», а також від кратності накопичення, тобто кількості прийнятих сигналів протягом допустимого інтервалу накопичення.

**Ключові слова:** бортовий радіолокатор; квадратурна обробка; когерентне (квазікогерентне) та некогерентне накопичення; лінійний амплітудний детектор; розподіл густини ймовірності Гауса, Релея та Райса; співвідношення «сигнал/(шум+завада)»; математична модель.

УДК: 621.391

### 1. Вступ і формулювання завдання

Під час проектування радіолокаторів, які використовують на бортових рухомих швидкісних платформах повітряного базування та які працюють по малопомітних цілях на порівняно великих відстанях, має місце низка фундаментальних обмежень, що суттєво знижують і ускладнюють можливість досягнення потрібних тактико-технічних характеристик. Зокрема, це наявність жорстких обмежень зверху на масу, поперечні габарити (так зване січення Міделя) та енергоспоживання, а також критично екстремальні умови експлуатації, а саме: великі механічні перевантаження, удари

та вібрація, інтенсивні гідрометеори, широкий діапазон робочих температур і так звані «термоудари». Як відомо [1; 2; 3; 7], енергетичний потенціал високочастотного імпульсного радіолокатора визначається здебільшого трьома складовими, а саме: потужністю передавача, розмірами (площею апертури) антени і чутливістю (тобто «шум-фактором», приведеним до входу) в межах «насірної» смуги приймача. Практика проектування сучасних радіолокаторів такого типу переконливо доводить, що до цього переліку доцільно додати також кількісне покращення відношення «сигнал/шум» спеціальним алгоритмом обробки прийнятих сигналів, яке досягається в системі первинної цифрової програмно-апаратної обробки радіолокатора. Обробка сигналів полягає переважно в їхньому когерентному (або квазікогерентному), а також некогерентному накопиченні як у внутрішньо імпульсному, так і в міжперіодному режимах. Процес накопичення триває протягом певного часу, тривалість якого визначається динамікою взаємного переміщення цілі та радіолокатора, збільшуючи в такий спосіб сумарну енергію прийнятих сигналів, що своєю чергою позитивно впливає на дальність та достовірність виявлення цілей, водночас покращуючи енергетичний потенціал системи загалом. Вищезазваний алгоритм імплементується в апаратуру, яка, як правило, є сукупністю потужних багатоядерних цифрових сигнальних процесорів (DSP) та високоінтегрованих програмованих логічних матриць (FPGA), що електрично та функціонально пов'язані через швидкісні універсальні та спеціалізовані інтерфейси. Враховуючи вищевказані системні обмеження, що характерні для радіолокаторів такого типу, чи не єдиним способом збільшення енергетичного потенціалу є удосконалення методів цифрової обробки з метою максимізації співвідношення «сигнал/(шум+завада)» перед прийняттям рішення про наявність (або відсутність) сигналу від цілі. Однак теоретичні та практичні аспекти накопичення прийнятих (після лінійної частини приймального тракту) комплексних обвідних цифрових сигналів потребують додаткового дослідження, включно з моделюванням, із використанням спеціалізованих прикладних пакетів (наприклад Matlab або System View). Це дає змогу уточнити кількісні енергетичні співвідношення при всіх можливих варіантах накопичення комплексних обвідних цифрових «зашумлених» сигналів та дещо узагальнити й систематизувати цей важливий процес загалом.

## 2. Особливості процесу накопичення сигналів у бортових рухомих радіолокаторах

Розглянемо деякі теоретичні та практичні аспекти процесу накопичення, що характерні для бортових рухомих радіолокаторів. Однією з фундаментальних особливостей активних радіолокаторів із пасивною відповіддю [2,7] є те, що навіть для когерентних зондуючих радіоімпульсів неможливе їхнє оптимальне синхронне детектування в приймачі, оскільки початкова фаза прийнятого сигналу апіорі невідома й постійно змінюється. В бортових рухомих високочастотних радіолокаторах ситуація ще критичніша через необхідність використання малогабаритних автогенераторів як передавальних елементів. Це, як правило, твердотільні (напівпровідникові) та рідше електровакуумні (магнетронного типу) прилади, для яких характерний неконтрольований початковий «вибіг» частоти з випадковою фазою, тож вони є принципово некогерентними. Отже, проблему накопичення прийнятих із радіоефіру сигналів доцільно вирішувати після їхнього оцифрування та переносу на «нульову» ПЧ із виділенням комплексної обвідної (закону модуляції) та компенсації паразитної модуляції передавача. Зрозуміло, що всякий процес накопичення сигналу, зокрема і в разі використання цифрових комплексних обвідних, потребує певної синхронізації. Аналіз можливих варіантів і особливостей накопичення цифрових комплексних сигналів, включно з практичним досвідом, дає можливість сформулювати необхідні й достатні умови для коректного (когерентного і/або некогерентного) накопичення, а також і необхідне при цьому детектування комплексних обвідних сигналів, а саме:

### 2.1. Необхідні умови як для когерентного, так і для некогерентного варіантів накопичення:

а) стабільне знаходження відбитого від цілі сигналу в одному й тому ж елементі дальності та в одному й тому ж елементі частоти Доплера протягом допустимого інтервалу накопичення ( $t_{\text{нак}}$ );

б) компенсація паразитної складової сигналу, що виникає в передавачі та в результаті фазо-частотних довгочасових (за час більший, ніж період зондування) нестабільностей у приймальному та передавальному трактах.

## 2.2. Достатні умови:

а) для когерентного накопичення – строго синфазне векторне додавання окремих квадратурних компонент комплексних обвідних сигналу або деяких інших величин, що з ним лінійно пов'язані;

б) для некогерентного накопичення – строго скалярне (без врахування значень фази) додавання модулів (після лінійного амплітудного детектування) комплексних обвідних сигналу або деяких інших величин, що з ним лінійно пов'язані.

Розглянемо поступово та більш детально, у який спосіб забезпечується виконання вищезазначених умов із метою досягнення максимально можливого накопичення сигналу.

Зауважмо, що тривалість часу  $t_{\text{нак}}$  у системах вищезазначеного типу є, як правило, дуже обмеженою та задається швидкостями взаємних переміщень радіолокатора (рухомої платформи) і потенційної цілі. За наявності певних апріорних цілевказівок про майбутній сеанс роботи та деяких параметрів початкової дислокації та характеристик потенційної цілі, а саме: діапазону початкових кутових координат та кутових швидкостей, діапазону початкових віддалей та лінійних швидкостей і прискорень, напрямку руху, орієнтовної ефективної поверхні розсіювання (ЕПР) цілі, тривалість часу  $t_{\text{нак}}$  може бути достатньо точно оцінена на початковому етапі виявлення. Така оцінка можлива шляхом співставлення величини вибраного в радіолокаторі елементу дальності ( $d$ ) та можливого, взаємного з ціллю, переміщення протягом інтервалу дискретизації ( $\Delta t_S$ ), оскільки  $d = c \times \Delta t_S \gg V_R \times \Delta t_S$ , де  $c$  – швидкість поширення електромагнітної хвилі, а  $V_R$  – радіальна швидкість взаємного зближення. Водночас, імовірність зміни частоти Доплера на величину більшу, ніж один її елемент ( $\delta F_D$ ) за час  $t_{\text{нак}}$ , мінімальна, оскільки за час  $t_{\text{нак}}$ , зважаючи на велику інертність рухомих тіл, радіальне прискорення ( $dV_R/dt$ ) близьке до нуля.

Процес компенсації власної паразитної складової сигналу є можливим, але досить складним, оскільки потребує швидких обчислень комплексної взаємнокореляційної функції (ВКФ) прийнятого у межах заданого стробу дальності сигналу та відповідного йому комплексно-спряженого опорного, достатнього рівня і «незашумленого», сигналу. Опорний сигнал – це зондувальний радіоімпульс, який «просочується» з достатнім рівнем через закритий вхід приймача і, пройшовши через усі перетворення в приймальному тракті, містить інформацію про паразитну складову передавача та можливі інші фазочастотні спотворення в приймальному та передавальному трактах, запам'ятовується в цифровому виді в процесорі. Аналітично процес компенсації паразитних складових та кореляційного накопичення сигналів можна представити в інтегральному виді так:

$$BK\Phi = \int s(t) \times s^*(t - \tau) dt, \quad (1)$$

де  $s(t), s^*(t - \tau)$  – сигнал прийнятий з радіоєфіру в межах заданого стробу дальності та опорний комплексно-спряжений сигнал, доповнений нульовими значеннями в межах названого стробу відповідно;  $\tau$  – часові зсуви між  $s(t)$  та  $s^*(t - \tau)$ , що утворюють незалежну змінну для взаємнокореляційної функції. До того ж інтегрування проводиться на часовому відтинку, який відповідає заданому стробу дальності.

Оскільки в обох сигналах  $s(t)$  та  $s^*(t - \tau)$  знаходяться вищеописані, однакові по формі, паразитні складові, то, після комплексного перемноження, їхні фази взаємно компенсуються.

Унаслідок цього сумарні фази «очищених» добутоків сигналів стають однаковими, що забезпечує їхнє векторне синфазне додавання в межах тривалості сигналів, за умови, що обидва сигнали збігаються в часі, тобто мають нульовий взаємний зсув.

Саме так відбувається когерентне кореляційне накопичення добутоків сигналів, а їхня сума лінійно пов'язана з рівнем прийнятого сигналу. Якщо сигнал відсутній, то добуток опорного сигналу, в якому не скомпенсовані паразитні складові, та шуму дають шумові компоненти, ступінь накопичення яких, як мінімум, у  $\sqrt{N}$  раз менший, де  $N$  – кількість накопичень (у цьому випадку – це кількість відліків цифрового сигналу). Такі кількісні співвідношення в накопиченні сигналу й шуму бувають лише за умови, що сигнал корельований, а шум, навпаки, некорельований. Ступінь некорельованості шуму суттєво залежить від співвідношення ширини «наскрізної» смуги приймального тракту та ширини спектру зонduючого радіосигналу, що також може тією чи іншою мірою впливати на якість накопичення. Крім того, якщо в прийнятому сигналі  $s(t)$  присутній доплерівський зсув частоти ( $F_D$ ), то він не може бути скомпенсованим, оскільки його немає в опорному  $s^*(t - \tau)$  сигналі. Це означає, що розфазованість ( $\Delta\varphi_D$ ) добутоків лінійно зростає і в  $N$ -ому відліку прийнятого сигналу вона становить (у градусах) величину  $\Delta\varphi_D = 360^\circ * F_D * (\Delta t_s * N)$ . Відомо [7], що векторне накопичення можна вважати ще близьким до когерентного, якщо розфазованість  $\Delta\varphi_D$  між векторами не більше ніж 30 градусів. У такому разі використовують термін «квазікогерентне» накопичення і вживають заходів щодо допустимого обмеження тривалості зонduючих радіоімпульсів.

Крім когерентного (квазікогерентного) кореляційного накопичення (1), у цифровому процесорі радіолокатора використовується також когерентне спектральне накопичення, суть якого можна представити в інтегральному виді так:

$$S(\omega) = \int [BK\Phi(t) * \exp(-j\omega t)] dt, \quad (2)$$

де  $S(\omega)$  – спектр, елементами якого є коефіцієнти кореляції попередньо накопиченого прийнятого сигналу у вигляді вертикально (для одних і тих же елементів дальності) орієнтованої кореляційної функції з кожною комплексною експоненціальною функцією в процесі міжперіодного накопичення протягом інтервалу часу  $t_{\text{нак}}$ ;  $\exp(-j\omega t)$  – комплексна експоненціальна функція двох аргументів  $\omega$  і  $t$  (базис комплексного спектрального перетворення Фур'є).

До того ж інтегрування відбувається протягом часу не більшого, ніж допустимий інтервал накопичення  $t_{\text{нак}}$ .

Зауважмо, що когерентне спектральне накопичення (2) є найбільш ефективним, оскільки виконуються головні «сприятливі» вимоги, а саме: сигнал протягом часу  $t_{\text{нак}}$  є корельованим, а шум, унаслідок порівняно великого періоду зондування, навпаки, абсолютно не корельованим.

Механізм когерентного спектрального накопичення полягає в наступному:

- обчислений спектральний коефіцієнт – це, по суті, комплексний скалярний добуток (тобто коефіцієнт кореляції) між  $P$ -значним комплексним вектором прийнятого сигналу та  $P$ -значним комплексним вектором однієї частоти (при фіксованому  $\omega$ ) базисної комплексно-спряженої експоненціальної функції;

- процес накопичення – це синфазне додавання  $P$  добутоків відповідних відліків прийнятого сигналу та однієї функції базисної матриці, взятих через однакові відтинки часу, які дорівнюють періоду зондування радіоімпульсів;

- синфазність забезпечується тим, що базисна експоненціальна функція є комплексно-спряженою до комплексної гармоніки такої ж частоти, яка може знаходитися в сигналі, і, якщо це так, то їхні постійно й однаково зростаючі фази у всіх  $P$  наступних відліках взаємокомпенсуються, а

фази добутоків відповідно залишаються незмінними, тобто однаковими, що й забезпечує їхнє когерентне векторне додавання.

Однак, як відомо [4; 9], постійна зміна початкової фази прийнятого сигналу викликає при спектральному перетворенні так званий ефект «розтікання» спектру, що може зменшувати результуючий спектральний коефіцієнт накопленого сигналу максимум на 4 дБ. Крім того, це може маскувати слабкі сигнали, тому, з метою зменшення цього небажаного ефекту, використовують так звані «вагові» вікна спеціальної форми [9].

Що стосується некогерентного накопичення, то найбільш ефективним вважається відомий [9,6] модифікований метод періодограм Уелча, який передбачає, що після фрагментації вхідного масиву на сегменти із, як правило, 50-ти відсотковим їх перекриттям, здійснюється послідовне когерентне (векторне спектральне) та послідовне некогерентне (скалярне спектральне або модульне) накопичення модулів спектрів сигналів відповідно. Як показано в [5], з метою суттєвого зменшення великої кількості ресурсозатратних операцій (добування додатного значення кореня квадратного), можливе наближене визначення модулів сигналів згідно з наступними аналітичними апроксимаціями:

$$+\sqrt{\text{Re}^2 + \text{Im}^2} \approx \begin{cases} |\text{Im}|, \text{якщо } \text{Re} = 0 \text{ або } |\text{Re}|, \text{якщо } \text{Im} = 0 \\ |\text{Re}| * \alpha + |\text{Im}| * \beta, \text{якщо } |\text{Re}| > |\text{Im}| \\ |\text{Im}| * \alpha + |\text{Re}| * \beta, \text{якщо } |\text{Im}| \geq |\text{Re}| \end{cases}, \quad (3)$$

При цьому, значення  $\alpha = 0,96043387$  та  $\beta = 0,397824735$  є оптимальними і такими, що дають мінімально можливі похибки, а саме: максимальне значення похибки обчислення модуля  $\approx 6\%$ , а середнє значення  $\approx 1,5\%$ .

Окремо відзначимо, що, з метою мінімізації кількості обчислень, реалізація всіх варіантів спектрального накопичення, здійснюється із застосуванням швидкого алгоритму Фур'є-перетворення. При цьому, при необхідності, розмірність перетворення доповнюється нульовими значеннями до найближчої цілої степені двійки.

### 3. Апаратно-програмна структура приймального тракту та накопичення сигналу в бортових рухомих радіолокаторах

Розглянемо особливості та характерну структуру приймального тракту радіолокатора, які описують процес прийому і накопичення адитивної суміші прийнятого з ефіру сигналу з «шумоподібними» завадами та власного шуму приймача. Власний шум приймального тракту, в основному, задається втратами і коефіцієнтом шуму пасивних і активних вузлів (елементів) в НВЧ-колах приймача, а також шумом квантування, який виникає на переході від аналогової до цифрової частин лінійного приймального тракту, тобто після аналого-цифрового перетворення (АЦП), яке здійснює дискретизацію по часу (згідно вимог теореми Найквіста) та квантування по рівню в межах заданого динамічного діапазону. Обі шумові складові, як відомо [4], описуються нормальним законом розподілу і, разом з «шумоподібними» ефірними завадами, утворюють сумарну шумову компоненту прийнятого сигналу. З метою спрощення позначення суміші вхідного сигналу як співвідношення «сигнал / (шум тепловий + шум квантування + ефірна завада)», даліше будемо називати це вхідним відношенням «сигнал/шум» і позначати як  $(C/\text{Ш}_{\text{вх}})$ , а вихідне співвідношення відповідно – як  $(C/\text{Ш}_{\text{вих}})$ .

Схематично (рис.1) типову структуру одноканального приймального тракту сучасного бортового радіолокатора можна трактувати як послідовне з'єднання трьох окремих складових, а саме:

а) Аналогового спеціалізованого процесора обробки сигналів (АСПОС) з максимально низьким, приведеним до входу «шум-фактором», що виключно апаратно реалізує функції підсилення, смугової фільтрації та перетворення модульованої несівної частоти прийнятих сигналів до номіналу та рівня, які є доцільними і які можуть (з допустимими втратами) бути перетворені в цифровий потік. При необхідності, АСПОС забезпечує також автоматичне підстроювання частоти внутрішніх гетеродинів, та автоматичне регулювання в потрібних межах сумарного коефіцієнту підсилення приймального тракту.

б) Перетворювача (ПСКД&ДОГ) сигналів («аналог → цифра»), а також команд і даних («цифра → аналог»), який, в комплекті із дискретним опорним генератором (ДОГ), здійснює адекватне перетворення аналогового неперервного «зашумленого» вхідного сигналу на деякій проміжній частоті в еквівалентний цифровий потік (ПД<sub>вх</sub>) в напрямку АСПОС → ЦСПОС та цифровий потік команд і керуючих даних (ПККД) – в зворотньому напрямку ЦСПОС → АСПОС.

в) Цифрового спеціалізованого процесора обробки сигналів (ЦСПОС), який апаратно-програмним чином реалізує обробку цифрових сигналів, включаючи квадратурний перенос на «нульову» проміжну частоту (ПЧ) з подальшою цифровою вузькосмуговою фільтрацією та необхідним когерентним (квазікогерентним) і/або некогерентним накопиченням та детектуванням різних фрагментів (квадратурних компонент і/або модуля комплексної обвідної) сигналів. На виході ЦСПОС формує цифровий потік даних (ПД<sub>вих</sub>), який поступає в окремий процесор прийняття рішення, де, із заданими ймовірностями правильного виявлення  $P_D$  та хибної тривоги  $P_F$ , формується висновок про наявність, або відсутність, сигналу від потенційної цілі.

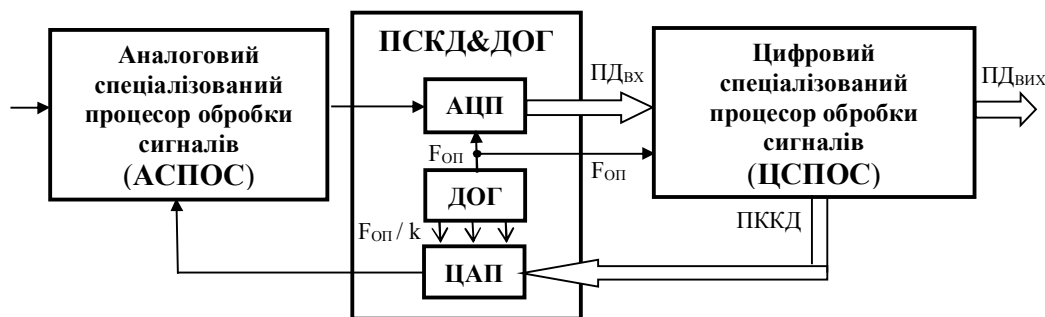


Рис.1. Типова структура одноканального приймального тракту сучасного бортового радіолокатора

Особливістю прямого (аналого-цифрового) та зворотнього (цифро-аналогового) перетворень є те, що частота ( $F_{оп}$ ) імпульсного генератора ДОГ та її когерентні нижчі номінали ( $F_{оп}/k$ , де  $k$  – цілі числа), якими синхронізуються основні цикли роботи АЦП, ЦАП і окремі ланки ЦСПОС відповідно, повинна бути максимально високою і практично обмежується швидкодією АЦП та становить, на даний час, приблизно 400 МГц. Крім того, враховуючи великий динамічний діапазон зміни вхідних сигналів ( $\leq 100$  dB), числова ємність АЦП повинна бути не менше (14÷16) двійкових розрядів, включаючи знак, що, разом з потребою в граничній швидкодії, становить серйозну проблему на практиці. В той же час, потреба у високій розрядності і швидкодії ЦАП не є критичною, оскільки, як правило, керуючі команди і дані (ПККД), що поступають від ЦСПОС, не є такими що швидко змінюються. Зауважимо, що як АСПОС, так і ЦСПОС виконані на базі спеціалізованих високоінтегрованих аналогових та цифрових мікросхем відповідно, а ПСКД&ДОГ – на базі гібридних цифро-аналогових (також високоінтегрованих і спеціалізованих) мікросхем.

Очевидно, що ЦСПОС – це складний апаратно-програмний цифровий автомат, який працює в реальному масштабі часу, а значить, в режимі жорстких часових обмежень, оскільки частота і смуга вхідного цифрового сигналу становлять, як правило, величини близькі до 300 МГц та 100 МГц відповідно, а  $F_{оп}$ , як було зазначено вище, становить приблизно 400 МГц. Процес накопичення

комплексних обвідних сигналів в умовах високодинамічних взаємних переміщень радіолокатора і цілі, різко обмежується допустимим часом обробки і потребує, при цьому, багатократного виконання операцій з комплексними векторами і матрицями великої розмірності при обчисленні комплексних взаємкореляційних функцій, спектрів та їх модулів. Оскільки предметом даної статті є дослідження кількісних і якісних особливостей накопичення і детектування прийнятих і перетворених в цифрову форму комплексних сигналів, розглянемо більш детально структурно-функціональну схему процесора ЦСПОС, яка наведена нижче на рис.2, де:

1 – квадратурний перетворювач вхідного цифрового сигналу з переносом на «нульову» проміжну частоту з виділенням комплексної обвідної, в складі:

а)  $\times$  – два перемножувачі вхідного сигналу на косинусоїдальну та синусоїдальну складові опорного цифрового гетеродина « $F_{ОП}/k$ », фаза якого співпадає з фазою дискретного опорного генератора ДОГ, а номінал частоти кратний  $F_{ОП}$  і дорівнює  $F_{ОП}/k$ , причому  $k$  – деяке ціле число;

б) ФНЧ – два цифрові фільтри низьких частот, які забезпечують виділення комплексної обвідної «зашумленого» сигналу.

З метою мінімізації кількості і, одночасно, максимізації точності обчислень [5], в обох квадратурних перемножувачах співвідношення номіналів і взаємний когерентний зсув частот ( $F_{ОП}$  і  $F_{ОП}/k$ ) вибираються такими, щоб значення вибірок опорних частот в квадратурному каналі дорівнювали  $\pm 1$  або 0, а саме:

$$\begin{aligned} \cos(\omega t_i) &= [\dots, +1, 0, -1, 0, +1, 0, -1, 0, \dots], \\ -\sin(\omega t_i) &= [\dots, 0, -1, 0, +1, 0, -1, 0, +1, \dots], \end{aligned} \quad i = -\infty, \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \infty.$$

2 – когерентний (або квазікогерентний) накопичувач повної вибірки сигналу, що формується протягом допустимого інтервалу накопичення ( $t_{НАК}$ ), в складі:

а) ВнІм\_Н – внутрішньо імпульсний накопичувач, який забезпечує кореляційне когерентне (або квазікогерентне) N-значне накопичення кожного, прийнятого імпульсного сигналу в межах заданого стробу дальності, формуючи при цьому повну вибірку коефіцієнтів кореляції опорних та прийнятих сигналів протягом часу  $t_{НАК}$  з фіксацією результатів в комплекснозначній матриці розміром ( $P \times M$ ), де  $M$  – кількість елементів дальності в кожному заданому стробі дальності, а  $P$  – кількість прийнятих з радіоефіру і оброблених в межах заданих стробів дальності «зашумлених» сигналів;

б) МжПр\_Н [Р-спектр] – міжперіодний накопичувач, який забезпечує спектральне когерентне (квазікогерентне) Р-значне накопичення повної вибірки кореляційно накопленого сигналу, що розміщена в попередньо сформованій матриці розміром ( $P \times M$ ), причому розмір заново сформованої комплексної матриці буде такий же, а її елементи являють собою комплексні спектральні коефіцієнти. Значення коефіцієнта, що відповідає виявленій цілі, це, в загальному випадку, частота залишку від номіналу доплерівської частоти, що обчислена як  $[(F_D) \bmod (F_{ЗОНД})]$ , де  $F_D$  – частота Доплера, а  $F_{ЗОНД}$  – частота випромінювання зондувальних радіоімпульсів.

3 – ЛАД (лінійний амплітудний детектор), який обчислює ( $M \times P$ ) модулів комплексних обвідних накопичених сигналів і шумів ( $S_p$ ) згідно класичної залежності, а саме  $S_p = \sqrt{(\text{Re}^2 + \text{Im}^2)}$ . Отримана в результаті такої процедури матриця модулів розміром ( $P \times M$ ) фактично є праобразом класичної і широко відомої [1,2,3,7] для вузькосмугової радіолокації функції невизначеності (тобто функції Вудворда).

4 – вузол підготовки до некогерентного накопичення, в складі:

а) [Фрагмент] – розбиття (фрагментація) кореляційно накопиченої матриці розміром  $(P \times M)$  на  $(q)$  сегментних матриць розміром  $(L \times M)$  із взаємним 50-ти відсотковим перекриттям матриць по часу, причому  $P/L = (q + 1)/2$ ;

б) [L-спектр] – обчислення  $(q \times M)$  комплексних L-значних спектрів та формування  $(q)$  комплексних матриць спектрального когерентного міжперіодного накопичення розміром  $(L \times M)$ .

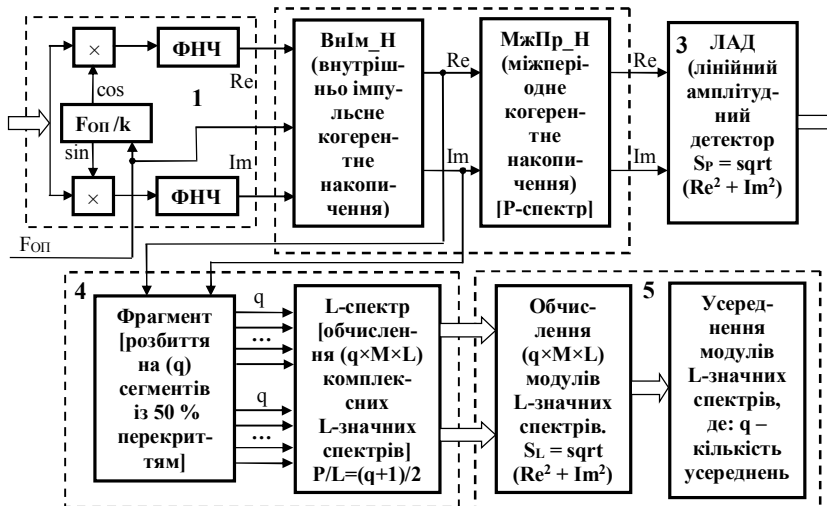


Рис.2. Структурно-функціональна схема цифрового спеціалізованого процесора обробки сигналів (ЦСПОС)

5 – вузол реалізації некогерентного накопичення та (попутно) і лінійного амплітудного детектування, в складі:

а) обчислення  $(q \times M \times L)$  модулів обвідних  $S_L$  для всіх комплексних L-значних спектрів  $S_L = \sqrt{(Re^2 + Im^2)}$ ;

б) некогерентне спектральне накопичення шляхом усереднення  $(M \times L)$  модулів для всіх L-значних спектрів після q-кратного їх додавання з послідовним діленням отриманих сум на q.

Як впливає з вищесказаного, по-перше, некогерентне накопичення фактично містить також і часткове когерентне (квазікогерентне) спектральне накопичення шляхом обчислення спектрів меншої розмірності, оскільки  $(L < P)$ , а, по-друге, незважаючи на те, що, як правило, при некогерентному накопиченні досягається дещо менше відношення  $(C/Ш)_{вих}$ , його застосування може бути в деяких випадках оправданим.

Зауважмо, що вищеповисані вузли 4 і 5 фактично реалізують спосіб накопичення комплексних обвідних «зашумлених» сигналів, відомий [6; 9] як модифікований метод періодограм Уелча. В результаті вузли 4 і 5, по суті, послідовно здійснюють когерентне (векторне спектральне) та некогерентне (скалярне спектральне або модульне) накопичення сигналів відповідно. Водночас вузли 2 і 3 сумісно реалізують когерентне (векторне кореляційне або часове) та когерентне (векторне спектральне) накопичення сигналів відповідно. Рішення про те, який варіант накопичення доцільніше застосувати приймається автоматично залежно від особливостей конкретного сеансу роботи та точності й повноти апріорних цілевказівок.

#### 4. Математична модель, результати моделювання та їхній аналіз

Наведемо короткий опис математичної моделі, створеної на базі пакету «System View» для системного моделювання радіоелектронних пристроїв [8]. Модель імітує типові входні сигнали з різною інтенсивністю випадкових завад і шумів та безпосередньо сам процес накопичення. Мате-



матичні опції пакету забезпечують автоматичне обчислення статистичних параметрів (математичне сподівання, дисперсію та середньоквадратичне відхилення) накоплених процесів, а також їхнє зручне графічне відображення. Першу половину часу (після активації) модель працює тільки з шумом, а наступну – з адитивною сумішшю «сигнал+шум». З метою отримання найбільш достовірних результатів накопичення як для чистого шуму, так і його суміші з сигналом із застосуванням усіх заданих кількостей накопичень, модель здійснює багатократне (до 200000 разів) повторення при різних значеннях шумової компоненти, що дає можливість ефективного усереднення. Все це разом дає можливість адекватно оцінювати відношення  $(C/Ш)_{ВХ}$  з метою дослідження його поведінки при різних (1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128, 256), що дорівнюють цілому степеню двійки, кратностях когерентного та некогерентного накопичень, а також при різних (високих, середніх та низьких) значеннях відношення  $(C/Ш)_{ВХ}$  «зашумленого» комплексного сигналу.

Основні результати моделювання наведено нижче на рисунках 3 та 4, а трансформація статистичних характеристик накопичуваної адитивної суміші сигналу з шумом та самого шуму – на рисунках 5 та 6, зокрема:

Рис. 3. Залежність вихідного відношення  $(C/Ш)_{ВХ}$  від різних значень вхідного відношення  $(C/Ш)_{ВХ}$  при різних кількостях накопичень сигналів.

Рис. 4. Залежність приросту вихідного відношення  $\Delta(C/Ш)_{ВХ}$  когерентного накопичення відносно некогерентного при різних значеннях вхідного відношення  $(C/Ш)_{ВХ}$  та різних кількостях накопичень сигналів.

Рис. 5. Процес трансформації густин імовірностей вихідного сигналу або шуму для різних кількостей (1, 2, 4, 8, 16, 32, 64) накопичень при конкретному значенні вхідного відношення  $(C/Ш)_{ВХ} = -9,2$  дБ (когерентний режим).

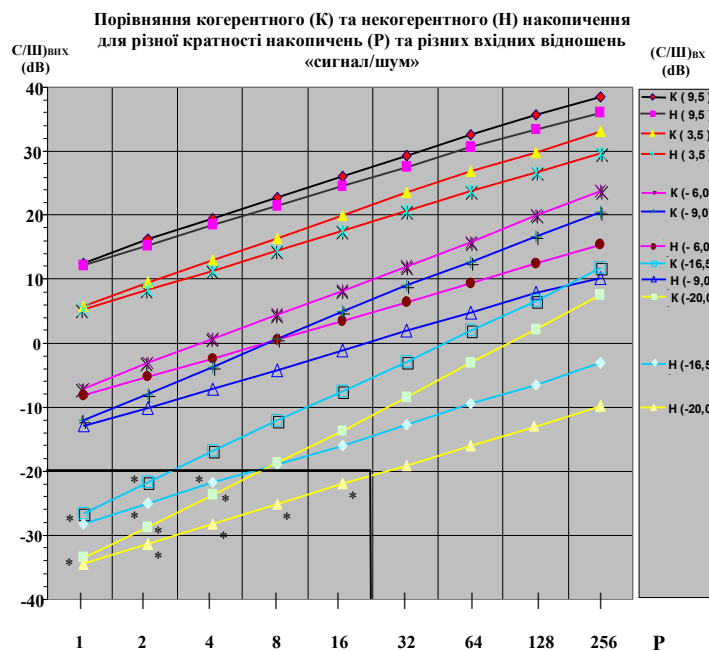


Рис. 3. Залежність вихідного відношення  $(C/Ш)_{ВХ}$  від деяких різних значень вхідного відношення  $(C/Ш)_{ВХ}$  при різних кількостях накопичень сигналів

Рис.6. Процес трансформації густин ймовірностей вихідного сигналу або шуму для різних кількостей (1, 2, 4, 8, 16, 32, 64) накопичень при конкретному значенні вхідного відношення  $(C/\Pi)_{BX} = -9,2$  дБ (некогерентний режим).

Аналізуючи графіки, що наведено на рис. 3, можна зробити такі висновки:

а). Незалежно від кількості накопичень (P) і вхідного відношення  $(C/\Pi)_{BX}$ , графіки некогерентного накопичення практично паралельні (мають постійну крутизну) і, в разі збільшення кількості накопичень удвічі, зростають приблизно на 3дБ;

б). Крутизна графіків когерентного накопичення змінна й монотонно спадає від максимальної, при низьких  $(C/\Pi)_{BX}$  – до мінімальної при високих значеннях, до того ж для низьких  $(C/\Pi)_{BX}$  вона значно більша від крутизни графіків для некогерентного накопичення, а при високих значеннях  $(C/\Pi)_{BX}$  крутизни графіків для обох варіантів накопичення практично збігаються. Це означає, що когерентне накопичення є значно ефективнішим при слабких сигналах;

в). Деякі точки графіків, що помічені символом (\*) і розташовані в межах виділеного чорними товстими лініями прямокутника, обчислюються з похибками і утворюють випадкові процеси, лінії трендів яких є прямим продовженням відповідних детермінованих лінійних залежностей, що розміщені поза межами вищевказаної області.

г). Точки всіх шести пар графіків (для когерентного й некогерентного накопичення) повинні збігатися при (P=1), оскільки це відповідає відсутності всяких накопичень та однократному спрацюванню лінійного амплітудного детектора (ЛАД), тобто обчисленню модуля комплексної обвідної суміші вхідного сигналу й шуму. Як відомо [11], на виході ЛАД значення  $(C/\Pi)_{ВИХ}$  повинно зростати приблизно на 3 dB для  $(C/\Pi)_{BX} \gg 1$ , залишатися майже без змін для  $(C/\Pi)_{BX} \approx (-5 \div +5)$  dB та суттєво зменшуватися при  $(C/\Pi)_{BX} \ll 1$ , оскільки при дуже низьких значеннях вхідного сигналу  $(C/\Pi)_{ВИХ} \approx [(C/\Pi)_{BX}]^2$ , що означає пригнічення слабого сигналу на виході такого детектора. Деяка невідповідність вищесказаному буває при дуже низьких вхідних співвідношеннях  $(C/\Pi)_{BX}$  в області графіків, точки яких позначено символом (\*). Зокрема, наприклад, для графіків жовтого кольору, для яких  $(C/\Pi)_{BX} = -20$  dB (0,1 – у разях), обчислене після ЛАД відношення  $(C/\Pi)_{ВИХ} = -35$  dB (0,00177 – у разях), а повинно дорівнювати приблизно мінус 40 dB (0,01 – у разях).

Для визначення співвідношення  $(C/\Pi)$ , в дБ) по отриманих даних у результаті багатократного моделювання використовувалися стандартні формули, а саме:

$$(C/\Pi)_{вих} = 20 \lg \left[ \frac{M_{x(C+\Pi)} - M_{x(\Pi)}}{СКВ_{x(\Pi)}} \right]$$

$$(C/\Pi)_{вх} = 20 \lg \left[ \frac{M_{x(C+\Pi)} - M_{x(\Pi)}}{\sqrt{2}СКВ_{x(\Pi)}} \right],$$

де  $M_{x(C+Ш)}$ ,  $M_{x(Ш)}$ ,  $СКВ_{x(Ш)}$  – математичні сподівання суміші сигналу й шуму та окремо чистого шуму, а також середньоквадратичне відхилення шумової компоненти для деякого випадкового процесу  $X$  відповідно.

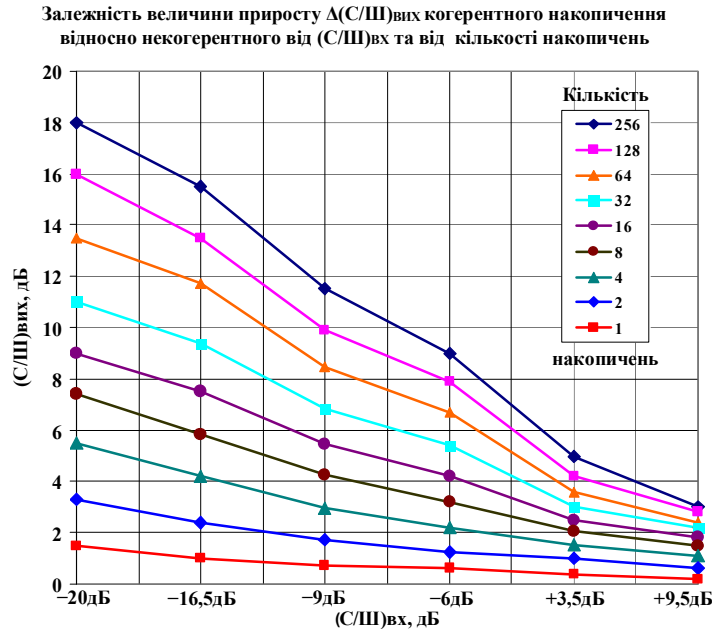


Рис. 4. Залежність приросту вихідного відношення  $\Delta(C/Ш)_{вих}$  когерентного накопичення відносно некогерентного при різних значеннях вхідного відношення  $(C/Ш)_{вх}$  та різних кількостях накопичень сигналів

Сукупність наведених на рис. 4 графіків, що побудовані на базі відповідних їм графіків на рис. 3, демонструють плавну динаміку зміни приростів вихідного відношення  $\Delta(C/Ш)_{вих}$  когерентного накопичення відносно некогерентного при різних (вказаних на горизонтальній осі) значеннях вхідного відношення  $(C/Ш)_{вх}$  та різних (вказаних у «легенді» графіків у правому верхньому куті) кількостях накопичень комплексних обвідних сигналів. Оскільки опорний рівень некогерентного накопичення прийнято як нульовий (тобто горизонтальна вісь), то для довільної точки кожної кривої на рис. 4, величина приросту  $\Delta(C/Ш)_{вих}$  визначається як різниця між ординатою цієї точки та нулем. Усі криві на рис. 4 монотонно спадають і, очевидно, при постійному зростанні значень відношення  $(C/Ш)_{вх}$  асимптотично будуть сходиться в одній точці.

Усі вище сформульовані твердження можуть бути пояснені трансформацією згенерованих моделлю відповідних статистичних характеристик (густини розподілу ймовірностей стаціонарних випадкових процесів, їхнього математичного сподівання, дисперсії та середньоквадратичного відхилення) в процесі накопичення комплексних обвідних сигналу з шумом або тільки шуму. Графіки такої трансформації наведено на рис. 5 та 6, де використано специфічні умовні позначення, що означають:

А) Когерентне накопичення (рис. 5):

а) для густин розподілу ймовірностей суміші (С+Ш):

– 0(Гц) – нормальний закон розподілу Гауса для однієї з двох квадратур вхідного сигналу з середнім значенням рівним його величині;

– 1(Рс), 2(Рс), 4(Рс), 8(Рс), 16(Рс), 32(Рс), 64(Рс) – закон розподілу Райса для різних кількостей накопичень із відповідними середніми значеннями та дисперсіями, що утворюються після однократного спрацювання ЛАД по результатах відповідної кількості накопичень;

б) для густин розподілу ймовірностей чистого шуму (Ш):

– 0(Гс) – нормальний закон розподілу Гауса для однієї з двох квадратур вхідного шуму з нульовим середнім значенням;

– 1(Рл), 2(Рл), 4(Рл), 8(Рл), 16(Рл), 32(Рл), 64(Рл), 128(Рл), 256(Рл) - закони розподілу Релея для різних кількостей накопичень із відповідними середніми значеннями та дисперсіями, що утворюються після однократного спрацювання ЛАД по результатах відповідної кількості накопичень.

Б) Некогерентне накопичення (рис. 6):

а) для густин розподілу ймовірностей суміші (С+Ш):

– 0(Гс) – нормальний закон розподілу Гауса для однієї з двох квадратур вхідного сигналу з середнім значенням, рівним його величині;

– 1(Рс), 2(Рс), 4(Рс), 8(Рс), 16(Рс), 32(Рс), 64(Рс) – закони розподілу Райса для різних кількостей накопичень із відповідними середніми значеннями та дисперсіями, що утворюється після багатократного (Р разів) спрацювання ЛАД.

б) для густин розподілу ймовірностей чистого шуму (Ш):

– 0(Гс) – нормальний закон розподілу Гауса для однієї з двох квадратур вхідного шуму з нульовим середнім значенням;

– 1(Рл), 2(Рс), 4(Рс), 8(Рс), 16(Рс), 32(Рс), 64(Рс) – закони розподілу Релея і Райса для різних кількостей накопичень із відповідними середніми значеннями та дисперсіями, що утворюються після багатократного (Р разів) спрацювання ЛАД.

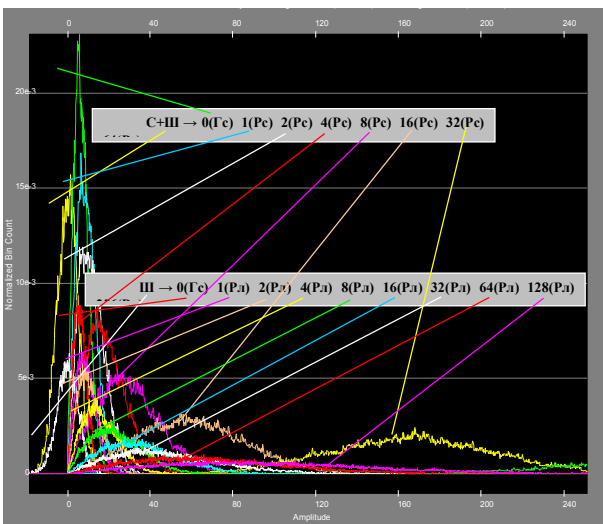


Рис. 5. Процес трансформації густин імовірностей вихідного сигналу або шуму для різних кількостей (1, 2, 4, 8, 16, 32, 64) накопичень при конкретному значенні вхідного відношення  $(C/Ш)_{ВХ} = -9,2$  дБ (когерентний режим)

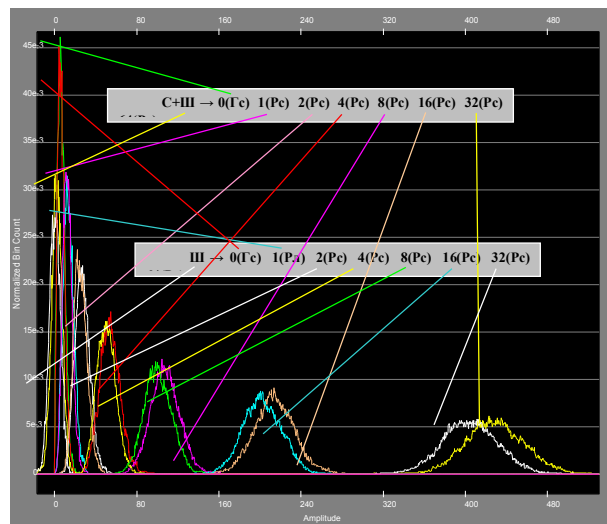


Рис. 6. Процес трансформації густин імовірностей вихідного сигналу або шуму для різних кількостей (1, 2, 4, 8, 16, 32, 64) накопичень при конкретному значенні вхідного відношення  $(C/Ш)_{ВХ} = -9,2$  дБ (некогерентний режим)

Як відомо [10], при зменшенні відношення «сигнал/шум» розподіл густини ймовірностей Райса плавно переходить у розподіл Релея, а при збільшенні – в нормальний розподіл Гауса з принципово ненульовим математичним сподіванням. Саме ця закономірність виразно спостерігається на обох (рис. 5 та рис. 6) вищенаведених картинках. Однак очевидні також деякі суттєві особливості варіантів накопичень, зокрема:

а) на рис. 5 (когерентне накопичення) всі закони розподілу чисто шумової компоненти мають вид, характерний для розподілу Релея при постійному зростанні (в  $\sqrt{P}$  раз) у результаті накопичення СКВ шуму;

б) водночас на рис. 6 (некогерентне накопичення) всі закони розподілу, крім позначеного як 1(Рл), чисто шумової компоненти мають вид, характерний для розподілу Райса, які при постійному зростанні (в результаті накопичення) шуму, досить швидко нормалізуються. Це пояснюється тим, що всі накопичення з кратністю більшою або рівною двом, додають випадкові процеси, середнє значення яких вже не є нульовим і в такий спосіб відбувається багатократне накопичення шуму, тобто «псевдосигналу». Саме це і є причиною того, що при низьких відношеннях  $(C/I)_{BX}$  когерентний метод накопичення, в якому накопичувані шуми мають нульове середнє значення, дає суттєвий вииграш порівняно з некогерентним.

При співставленні графіків на рис. 5 та рис. 6 варто враховувати те, що ціна ділення горизонтальної шкали на рис. 6 є вдвічі більшою від такої ж шкали на рис. 5.

### Висновки і рекомендації

Проаналізовано окремі теоретичні та практичні аспекти когерентного (квазікогерентного) та некогерентного накопичення сигналів у бортових рухомих високочастотних радіолокаторах, які працюють по високодинамічних цілях на прикінцевих відтинках траєкторії за наявності відповідних априорних цілевказівок.

Сформульовано та обґрунтовано необхідні й достатні умови когерентного (квазікогерентного) та некогерентного накопичень комплексних обвідних прийнятих сигналів як у внутрішньо імпульсному, так і в міжперіодному режимах.

Проаналізовано структурно-функціональну схему, включно з аналоговою та цифровою частинами, приймального тракту радіолокатора з врахуванням специфіки та особливостей взаємного спряження складових частин і реалізації в цифровій формі алгоритму накопичення та детектування комплексних обвідних прийнятих сигналів.

Розроблено й досліджено математичну модель процесу когерентного та некогерентного накопичень комплексних обвідних прийнятих сигналів при різних співвідношеннях «сигнал/шум» та різних кратностях (кількостях) накопичень, а також наведено результати моделювання.

Результати моделювання показують, що:

– по-перше, когерентне накопичення, порівняно з некогерентним, дає відчутний вииграш у вихідному співвідношенні «сигнал/шум» при великих кратностях накопичення та низьких вхідних співвідношеннях «сигнал/шум»;

– по-друге, для однакової кількості накопичень цей вииграш монотонно спадає при зростанні вхідного співвідношення «сигнал/шум», а при достатньо великих ( $>+20$ дБ) його значеннях, когерентне і некогерентне накопичення дають практично однаковий результат.

У моделі не враховуються деякі можливі втрати при когерентному (спектральному міжперіодному) та когерентному (кореляційному внутрішньо імпульсному) накопиченнях, оскільки в першому випадку втрата має величину не більше ніж 4дБ, а в другому – суттєво залежить від співвідношення «наскрізної» смуги приймального тракту й ширини спектру та тривалості зондувального радіосигналу. Ці втрати, що виникають за рахунок «розтікання» спектру та деякої корельованості шумів, як правило, обчислюються і враховуються окремо в процесі оцінки енергетичного потенціалу конкретного радіолокатора.

У процесі проектування радіолокаторів такого типу при розрахунку сумарного енергетичного «бюджету» тракту, включно з генерацією, розповсюдженням та прийомом сигналів, із врахуванням основних енергетичних параметрів, а саме: (потужності передавача → підсилення передавальної антени → втрат в прямому і зворотному напрямках в радіофері, зокрема від сферичності поширення хвиль та від атмосферних втрат і втрат в гідрометеорах → ЕПР цілі → площі апертури

приймальної антени → «шум-фактору» приймального тракту та його «наскрізної» смуги → ступеня накопичення сигналу при цифровій обробці), варто враховувати додатковий вигравш, який дає когерентне накопичення при низьких рівнях вхідного сигналу, для досягнення максимально можливої дальності при заданих імовірнісних параметрах ( $P_D$  та  $P_F$ ) виявлення сигналу від потенційної цілі.

### Список використаних джерел

- [1] *Directory of radar* / Ed. Merrill I. Skolnyk. Trans. with English under general editorship V.S. Verby, in two books. Book 1, Moscow: Technosphere, 2014. - 672 p., ISBN 978-5-94836-381-3
- [2] *Theoretical foundations of radar* / under the general editor. V.E. Dulevicha, Moscow, Sov. radio, 1978. - 608 p.
- [3] *Basics of construction of airspace reconnaissance radar equipment. Synopsis of lectures* / K.S. Vasyuta, O.V. Teslenko, V.M. Kupriy, O.A. Malyshev. - Kharkiv, HUPS, 2013 - 212 p. fig.
- [4] *Kuchеров M.V. / The optimal threshold for detecting signals based on the results of discrete Fourier transformation. / OJSC "Central Design Bureau of Automation", 644027, -Omsk, Kosmicheskiiy prospekt 24a*
- [5] *Richard Lyons, Digital Signal Processing: Second Edition. Trans. with English, - Moscow. LLC "Bynom-Press", 2006, - 656 pages, (pages 470, 471)*
- [6] *M.I. Kyryk, V.B. Yanishyn, R.S. Kolodiy / Estimation of power spectral density based on the Welch periodogram method for cognitive radio. // UDC 621.396., Lviv, Lviv Polytechnic National University, 2015*
- [7] *Radar systems: textbook / V. P. Berdyshev, E. N. Garyn, A. N. Fomin [and others], pod obsch. ed. V. P. Berdyshev. - Krasnoyarsk: Sib. feder. un. - 2011. - 400 p.*
- [8] *V.D. Razevyg, G.V. Lavrentyev, I.L. Zlatyn / System View – a means of system modeling of radio electronic devices. Edited by V. D. Razevig. – Moscow: Hotline - Telekom, 2002. – 352 p., illustrations.*
- [9] *Digital signal processing / A.B. Sergiyenko – St. Petersburg: Peter, 2002. – 608 p.: ill.*
- [10] *Statistical radio physics / I.V. Shikhovtsev, V.P. Yakubov - Novosibirsk. University, Novosibirsk, 2011, 157 p.*
- [11] *Lectures on the theory of signals in radio engineering / – Minsk, Belorussky gos. University of Informatics and Radio Electronics, 2015, 143p.*

## INVESTIGATION OF DYNAMIC TARGET SIGNALS PROCESSING IN ON-BOARD MOBILE PULSE RADIOLOCATORS

M. Klymash, I. Kolodchak, O. Shpur, A. Ratych

*Lviv Polytechnic National University, S. Bandery Str., 12, 79013, Lviv, Ukraine*

The characteristic features of coherent (quasi-coherent) and incoherent accumulation and detection of signals received from the radio air (reflected from a passive dynamic target) are considered, which are an additive mixture of a useful component and a possible “noise-like” interference with the added “own” noise of the receiving path in airborne mobile pulse radars air base. It is assumed that the random components of the input signal are adequately described by a normal (or close to it) distribution law, and the signal (during the accumulation interval) is harmonic, the period of which is uniquely related to the Doppler frequency shift in the received signal. Necessary and sufficient conditions for coherent (quasi-coherent) and incoherent effective signal accumulation are formulated, analytical and graphical dependencies are given for determining the output ratio “signal/(noise+interference)” at different multiplicities of coherent and incoherent accumulation in both time and spectral domains. A mathematical model based on the system modeling package “System View” was developed and investigated, which demonstrates, by means of adequate simulation and statistical averaging, the peculiarities and quantitative differences of the results of coherent and incoherent accumulations at various, in particular low, but practically significant, input ratios “signal/(noise+interference)”, as well as from the multiplicity of accumulation, that is, the number of received signals during the permissible interval of accumulation.

**Keywords:** *on-board radar; quadrature processing; coherent (quasi-coherent) and incoherent accumulation; linear amplitude detector; Gaussian, Rayleigh, and Rice probability density distributions; ratio "signal/(noise+interference)"; mathematical model.*