

УДК 621.396.96

DOI: 10.15587/1729-4061.2021.228133

Розробка компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому оглядової радіолокаційної станції

Г. В. Худов, С. П. Ярош, О. М. Дробан, О. О. Лаврут, Ю. С. Гулак,
І. М. Порохня, С. В. Яровий, О. В. Рогуля, І. Ю. Юзова, Р. Г. Худов

Розроблена загальна побудова компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому. В якості допоміжної антени та допоміжного каналу доцільно використовувати антену та приймач додаткового каналу рознесеного прийому. Для забезпечення можливості придушувати проникаючий сигнал в смузі приймального пристрою оглядової РЛС відстань між антенами повинна бути до 6 м. В загальному вигляді компенсатор прямого проникаючого сигналу повинен містити суматор, в якому сигнал, що прийнятий основним каналом, складається із сигналом, що прийнятий допоміжним каналом і пропущений через підсилювач з відповідним комплексним коефіцієнтом передачі. Особливістю компенсатору прямого проникаючого сигналу є обов'язкова умова регулювання значення комплексного коефіцієнту передачі підсилювача сигналу допоміжного каналу.

Компенсатор прямого проникаючого сигналу є цифровим з використанням прямого методу формування вагових коефіцієнтів без використання зворотного зв'язку. Для зменшення часу формування вагових коефіцієнтів при використанні прямих методів обчислення кореляційної матриці використовується технологія паралельних обчислювальних процесів.

Проведено оцінювання якості роботи системи придушення прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому. Встановлено, що без застосування придушення прямого проникаючого сигналу його потужний відгук на виході узгодженого фільтру маскує слабкий ехо-сигнал. При застосуванні в основному каналі компенсатора прямого проникаючого сигналу його відгук на виході узгодженого фільтру значно зменшується. Це дає можливість спостерігати слабкі ехо-сигнали на фоні потужного проникаючого сигналу. Використання розробленого компенсатору прямого проникаючого сигналу забезпечує придушення прямого проникаючого сигналу від 57 дБ до 70 дБ.

Ключові слова: повітряний об'єкт, придушення, прямий проникаючий сигнал, стороннє джерело випромінювання, радіолокаційна станція.

1. Вступ

В сучасних умовах для виявлення малопомітних повітряних об'єктів (ПО) оглядовими радіолокаційними станціями (РЛС) використовуються випромінювання сторонніх джерел (сигнали стільникового зв'язку стандарту GSM, сигнали космічних навігаційних систем, сигнали цифрового телебачення стандарту DVB-T2 тощо). Використання випромінювання сторонніх джерел, безумовно, підвищує якість виявлення малопомітних ПО оглядовими РЛС.

При використанні випромінювання сторонніх джерел має місце потужний проникаючий сигнал в каналі рознесеного прийому оглядової РЛС. Вплив потужного проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому приводить до суттєвого зниження якості виявлення малопомітних ПО. Тому, при використанні випромінювання сторонніх джерел в каналі рознесеного прийому оглядової РЛС обов'язково необхідно передбачити наявність компенсатору прямого проникаючого сигналу. Наявність компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому оглядової РЛС дозволить виявляти слабкі ехосигнали на фоні потужного проникаючого сигналу.

Отже, розробка системи придушення проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому оглядової РЛС при додатковому використанні випромінювання сторонніх джерел є актуальним завданням.

2. Аналіз літературних даних та постановка проблеми

Відомо, що сучасні малопомітні ПО виконують польоти на малих висотах, мають низькі значення ефективної поверхні розсіяння, широкий діапазон швидкостей польоту [1–3]. Указані тенденції розвитку сучасних ПО підтверджено минулорічним військовим конфліктом в Нагорному Карабахі [4]. Це, безумовно, знижує якість виявлення ПО оглядовими РЛС різного призначення.

Традиційні методи підвищення якості виявлення малопомітних ПО детально проаналізовано в роботах [5–10]. В [5] запропоновано використання мультирадарних систем оглядових РЛС. Основним недоліком [5] є необхідність збільшення кількості оглядових РЛС. В [6–8] запропоновано ущільнення розташування оглядових РЛС [6], використання РЛС різних діапазонів [7], ускладнення алгоритмів обробки радіолокаційної інформації [8]. В [9] запропоновано використання у якості антенних систем фазованих антенних решіток. В [10] запропоновано методи когерентної обробки сигналів при об'єднанні двох оглядових РЛС в мультирадарну систему. Основний недолік [10] – необхідність забезпечення синхронної роботи оглядових РЛС в просторі і часі. Отже, з аналізу [5–10] встановлено, що основним недоліком існуючих методів підвищення якості виявлення малопомітних ПО є необхідність збільшення кількості РЛС, енергетичного потенціалу РЛС, перебудова антенної системи РЛС або ускладнення методів обробки радіолокаційної інформації.

Одним з альтернативних шляхів підвищення якості виявлення малопомітних ПО є додаткове використання випромінювання сторонніх джерел. Так, наприклад, в [11, 12] запропоновано використання випромінювання мобільного стільникового зв'язку стандарту GSM. В [11] зазначається, що у Великобританії та Німеччині проводяться роботи по розробці активних систем з зовнішнім підсвітом сигналами станцій стільникового зв'язку. В [11] вирішене завдання синхронізації позицій рознесеної системи зі станціями стільникового зв'язку та оцінена геометрія багатопозиційної радіолокаційної системи. Завдання придушення потужного проникаючого сигналу станцій стільникового зв'язку в [11] не розглядається.

В [12] проведена оцінка можливості виявлення об'єктів двохпозиційною системою з використанням сигналів стільникового зв'язку. Показано, що дода-

ткове використання сигналів стільникового зв'язку підвищує якість виявлення ПО. В [11, 12] не вирішується завдання придушення проникаючого сигналу від станцій стільникового зв'язку.

В [13] проведена оцінка можливості виявлення об'єктів з додатковим використанням сигналів космічних навігаційних систем. Зроблено висновок, що використання сигналів космічних навігаційних систем підвищує якість виявлення об'єктів. Проведено синтез алгоритму обробки навігаційних сигналів, що розсіюються ПО, обґрунтовано структуру відповідної наземної приймальної апаратури споживачів. В [13] запропоновано метод придушення прямого проникаючого сигналу. Сутність методу полягає в компенсації прямого проникаючого сигналу в приймальному каналі за допомогою опорного сигналу, що поступає в опорний канал. Основний недолік методу – наявність помилки настроювання елементів блоку аналогової компенсації (перестроюваний атенюатор, лінія затримки, фазообертач).

В [14] запропоновано метод виявлення малопомітних ПО оглядовими РЛС. При цьому у складі РЛС повинно бути канал однопозиційного прийому та канал рознесеного прийому (рис. 1).

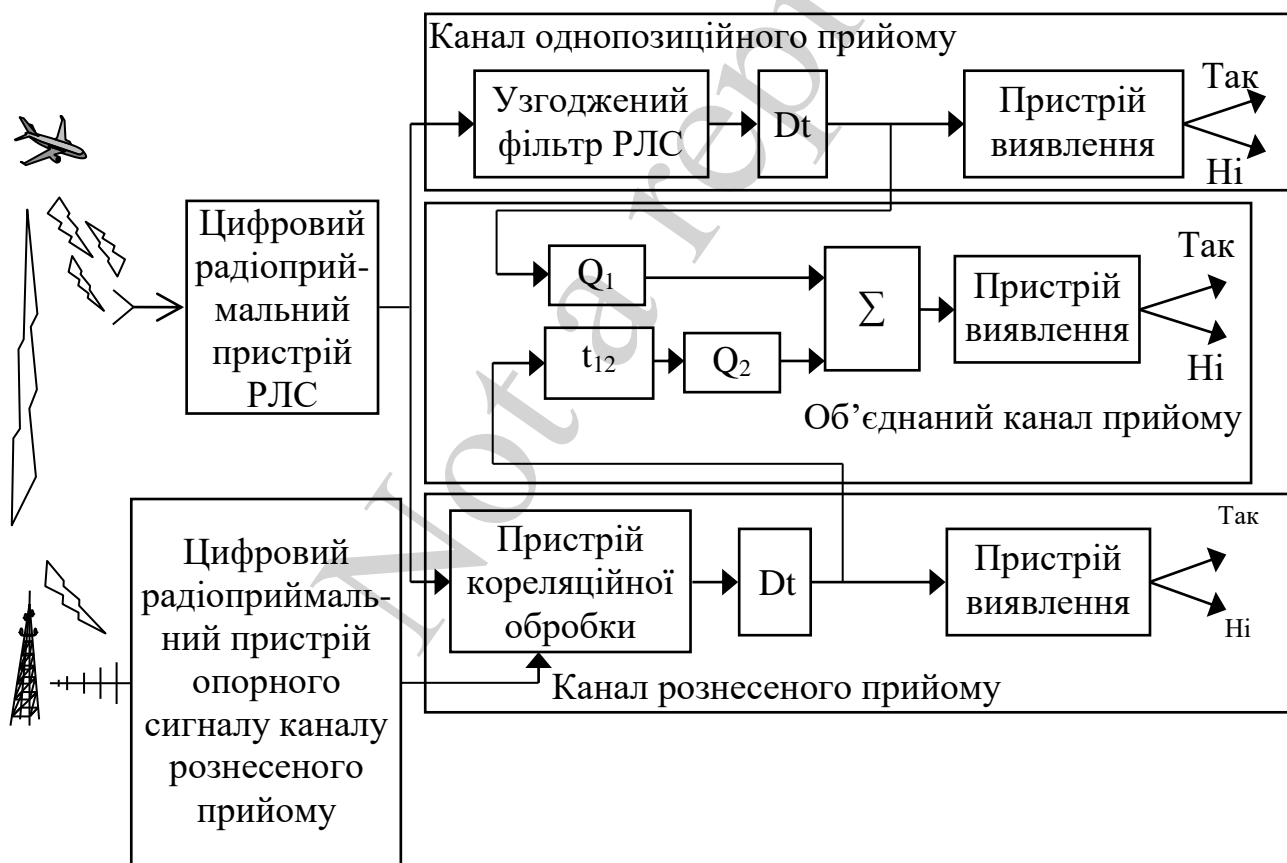


Рис. 1. Канали прийому та обробки ехо-сигналів в оглядовій РЛС при об'єднанні однопозиційного та рознесеного прийомів [14]

На рис. 1 використані наступні позначення [14]: Dt – детектор, Q_1 , Q_2 – вагові коефіцієнти, t_{12} – час затримки сигналу, який обумовлений різними відстанями між приймальною та передавальними позиціями. В [14] викладено сутність мето-

ду виявлення малопомітних ПО оглядовими РЛС. Метод передбачає узгоджену обробку прийнятих сигналів, квадратичне детектування, вагове підсумовування виходів детекторів. Ці операції повинні проводитися в кожному каналі обробки, в кожному елементі, який відповідає відповідному роздільному об'єму та відповідній роздільній частоті Допплера. Завдання придушення потужного проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому в [14] не розглядається.

В [15] проведена оцінка зон виявлення оглядових РЛС при додатковому використанні випромінювання сторонніх джерел. Дослідження [15] проведені при допущенні, що прямий сигнал від зовнішнього джерела випромінювання не впливає на основний канал (канал однопозиційного прийому) прийому оглядової РЛС. Завдання придушення потужного проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому в [15] також не розглядається.

В [16] зазначено, що однією з основних проблем є прийом слабкого сигналу, що відбивається від ПО, на фоні потужного прямого проникаючого сигналу стороннього джерела. Зазначається, що різниця між прямим проникаючим сигналом та сигналом, що відбивається від ПО, може досягати 100 дБ. В [16] запропоновано електродинамічні методи екранування прямого проникаючого сигналу. Сутність методу – між приймальною антеною РЛС та джерелом випромінювання встановлюють сітчастий екран. Придушення прямого проникаючого сигналу досягає 40–50 дБ. Основні недоліки методу – стаціонарність екрану, складність монтажу.

В [17] запропоновано методи поляризаційної режекції прямого проникаючого сигналу. Метод заснований на тому, що при відбитті від ПО відбувається деполаризація та з'являються кросполяризаційні компоненти. Прийом тільки кросполяризаційної складової дозволяє досягти придушення прямого проникаючого сигналу порядку 10 дБ. Основні недоліки методу – складність технічної реалізації, застосовується для сигналів джерел зовнішнього випромінювання з лінійною поляризацією.

В [18] запропоновано метод формування нуля діаграми направленості антени у напрямку джерела прямого проникаючого сигналу. Метод дозволяє проводити адаптивне придушення прямого проникаючого сигналу. Так, наприклад, для восьми елементної антенної решітки вдалося добитися придушення прямого проникаючого сигналу в 35 дБ. Недолік методу – зниження якості придушення при малій кількості антен в решітці, спотворення основної пелюстки діаграми направленості антени.

В [19] проведено аналіз методів електронного придушення прямого проникаючого сигналу в основному каналі напівактивного когерентного бістатичного DVB-T2 локатора (Республіка Білорусь). Запропоновано метод електронної компенсації прямого проникаючого сигналу. Запропоновано використання наступних адаптивних фільтрів, що реалізують [19]:

- метод найменших квадратів (least mean square (LMS));
- нормалізований метод найменших квадратів (normalized least mean square (NLMS));
- рекурсивний метод найменших квадратів (recursive least square (RLS)).

Встановлено, що використання запропонованих в [19] адаптивних фільтрів забезпечує придушення прямого проникаючого сигналу. Основними недоліками методів [19] є:

- висока обчислювальна складність RLS фільтру та ECA фільтру;
- неможливість застосування методів в режимі реального часу;
- застосування методу NLMS лише при стаціонарному розташуванні приймальною та передавальною антен.

Таким чином, в відомих системах при додатковому використанні випромінювання сторонніх джерел у складі оглядової РЛС [11–19] придушення потужного проникаючого сигналу або взагалі не розглядається [11–12, 14–15], або використовуються відомі методи [16–19], що мають певні недоліки, що зазначені вище.

Існує значна кількість відомих робіт, в яких розроблені методи та технічні рішення придушення потужної перешкоди при виявленні корисного сигналу, наприклад, [20–25]. В [20, 21] зазначається, що відомі методи придушення імпульсних завад спрямовані на зниження ймовірності хибних тривоги. Відомі методи [20, 21] потребують існування додаткових каналів для багатоканальних методів завадозахисту, що унеможливує їхнє застосування в станціях без додаткових каналів.

Методи придушення однієї з завадових складових оброблюваної радіолокаційної інформації найчастіше збільшують дію іншої складової, і тоді ефективність решти пристроїв захисту або виявлювача знижується [22]. Так, пристрої бланкування в умовах одночасного впливу пасивних й імпульсних завад заміняють придушувану імпульсну заваду іншою, що є інверсною до відповідної складової пасивної завади. У пристроях амплітудного обмеження внаслідок нелінійності обробки слабкі сигнали від ПО придушуються сильними, а також використовуються взаємовиключні підходи для придушення коротких і довгих імпульсних завад. Окрім того, для методів [21–23] характерне зниження відношення сигнал/шум.

Існуючі автокомпенсатори завад, наприклад, [6–9, 22–25] направлені в основному на придушення некорельованих активних завад по бічних пелюстках діаграми направленості антени. Придушення активних завад у головній пелюстці діаграми направленості антени натрапляє на значні труднощі в реалізації. Це пов'язано з необхідністю використання двохантеної системи, діаграми направленості яких збігаються, а сигнали на їх виходах повинні бути ортогональні. Завдання ще більш ускладнюються при придушенні корельованих активних завад.

Придушення активних шумових завад [22] передбачає обов'язково використання компенсаційного приймача, антена якого приймає переважно активну заваду. Компенсація виконується шляхом віднімання завадових сигналів компенсаційного каналу від завадових сигналів основного каналу. Застосування методів [6–9, 22–25] в системах з додатковим використанням допоміжних джерел випромінювання не розглядається.

Таким чином, використання випромінювання сторонніх джерел в оглядових РЛС підвищує якість виявлення малопомітних ПО. В той же час вплив потужного проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому приводить до

суттєвого зниження якості виявлення малопомітних ПО. В відомих роботах методи придушення потужного проникаючого сигналу або взагалі не розглядаються, або використовуються відомі методи придушення активної завади. Існуючим методам притаманні суттєві недоліки, основні з яких пов'язані з наявністю зворотного зв'язку, помилками налаштування елементів блоку аналогової компенсації, складністю технічної реалізації тощо. Зазначене вище вказує на доцільність розробки компенсатору придушення прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому оглядової РЛС.

3. Мета та завдання дослідження

Метою дослідження є розробка компенсатору придушення прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому оглядової радіолокаційної станції при додатковому використанні випромінювання сторонніх джерел.

Для досягнення мети необхідно вирішити наступні завдання:

- розробити загальну побудову компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому;
- навести опис роботи компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому;
- провести оцінювання якості роботи компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому.

4. Матеріали та методи дослідження системи придушення проникаючого сигналу

При проведенні дослідження використовувалися методи теорії ймовірності, математичної статистики, статистичної теорії виявлення і вимірювання параметрів радіолокаційних сигналів, методи системного аналізу, теорії багатопозиційної радіолокації, статистичної радіотехніки, методи математичного моделювання, цифрової обробки сигналів. При проведенні експериментальних досліджень використовувався метод статистичних випробувань (метод Монте-Карло). При валідації запропонованих рішень використовувалися аналітичні та емпіричні методи порівняльного дослідження.

При проведенні дослідження прийняті наступні обмеження та припущення:

- у якості РЛС розглядаються оглядові двохкоординатні РЛС з механічним обертанням;
- забезпечується можливість реалізації в оглядовій РЛС режиму рознесеного прийому;
- кількість каналів прийому дорівнює двом – основний (канал однопозиційного прийому) та один додатковий (канал рознесеного прийому) канали прийому;
- забезпечена синхронізація роботи основного та додаткового каналів прийому оглядових РЛС;
- розглядаються радіоприймальні пристрої з цифровою обробкою сигналів;
- тип перешкодових компонентів вхідного сигналу не враховується.

5. Результати дослідження щодо розробки системи придушення проникаючого сигналу

5.1. Розробка загальної побудови компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому

Відомо [6–9, 22–25], що класична процедура придушення активних перешкод полягає у наступному. Окрім основного приймача, в якому проводиться оброблення перешкоди та корисного сигналу, використовується додатковий (компенсаційний) приймач, антена якого приймає перешкоди. Компенсація здійснюється шляхом віднімання перешкодових сигналів додаткового каналу від перешкодових сигналів основного каналу прийому. При цьому перешкода компенсується, а сигнал залишається неспотвореним [6–9]. Отже, необхідною умовою для здійснення компенсації завад є наявність хоча б двох каналів прийому.

Для забезпечення можливості виявлення ехо-сигналів, які обумовлені випромінюванням зовнішніх джерел, необхідного в приймальному пристрої РЛС забезпечити придушення прямого проникаючого сигналу від джерела зовнішнього випромінювання. Придушення проникаючого сигналу ґрунтується на просторових та частотних розбіжностях прямого проникаючого та ехо-сигналів. Найбільш ефективним засобом придушення прямого проникаючого сигналу із використанням його просторових розбіжностей з ехо-сигналом, є застосування компенсатора активних перешкод. Відомо, що кількість каналів компенсатора активних перешкод, визначається кількістю джерел активних перешкод, які рознесені у просторі [26].

У випадку використання додаткового випромінювання сторонніх джерел кількість джерел активних перешкод дорівнює одному. Отже, за наявності перешкод від одного джерела для їх компенсації достатньо мати одну допоміжну антену, яка спрямована на джерело перешкоди, та один допоміжний приймальний канал. В якості допоміжної антени та допоміжного каналу у випадку, що розглядається, доцільно використовувати антену та приймач додаткового каналу рознесеного прийому. При цьому відстань між фазовими центрами основної та допоміжної антен повинна бути такою, щоб відносний часовий зсув, який виникає, не приводив до декореляції сигналів, що приймаються основною та допоміжною антеною. Для цього має виконуватися умова (1):

$$\frac{c}{d_a} \gg \Delta f_{zd}, \quad (1)$$

де c – швидкість світла; d_a – відстань між фазовими центрами основної та допоміжної антен; Δf_{zd} – ширина спектру сигналу, що випромінюється зовнішнім джерелом.

Для оглядових РЛС забезпечення виконання умови (1) на викликає труднощів [27]. Для забезпечення можливості придушувати проникаючий сигнал в смузі приймального пристрою оглядової РЛС (приблизно 2 МГц [27]), відстань між антенами повинна бути до 6 м. При виконанні умови (1) і забезпеченні ідентичності амплітудно-частотних характеристик приймального пристрою основного та допо-

міжного каналів, прямі сигнали від зовнішнього джерела випромінювання будуть відрізнятися лише амплітудою та фазовим зсувом (вирази (2), (3)):

$$\dot{U}_0(t) = a_0 \dot{U}_{zd}(t) e^{j\phi_0}, \quad (2)$$

$$\dot{U}_1(t) = a_1 \dot{U}_{zd}(t) e^{j\phi_1}, \quad (3)$$

де $\dot{U}_0(t)$, $\dot{U}_1(t)$ – комплексна обвідна сигналу, який випромінюється зовнішнім джерелом та приймається в основному та допоміжному приймальних каналах, відповідно;

$\dot{U}_{zd}(t)$ – комплексна обвідна сигналу, що випромінюється зовнішнім джерелом;

a_0 , a_1 – коефіцієнти, що визначають амплітуду сигналу від зовнішнього джерела в основному та допоміжному приймальних каналах, відповідно;

ϕ_0 , ϕ_1 – зсув фаз сигналу від зовнішнього джерела випромінювання в основному та допоміжному каналах, відповідно.

Таким чином, для придушення прямого проникаючого сигналу в основному каналі необхідно скласти його з сигналом, який приймається допоміжним каналом та пропущений через підсилювач із коефіцієнтом передачі a_0/a_1 та фазовим зсувом $(\phi_0 - \phi_1 + \pi)$. Отже, проникаючий сигнал в основному каналі після придушення з урахуванням виразів (2), (3) має вигляд (4):

$$\begin{aligned} \dot{U}_\Sigma(t) &= a_0 \dot{U}_{zd}(t) e^{j\phi_0} + a_1 \dot{U}_{zd}(t) e^{j\phi_1} \times \\ &\times (\hat{a}_0/\hat{a}_1) e^{j(\hat{\phi}_0 - \hat{\phi}_1 + \pi)} = \dot{U}_0(t) + \hat{w}(t) \dot{U}_1(t), \end{aligned} \quad (4)$$

де $\dot{U}_\Sigma(t)$ – проникаючий сигнал в основному каналі після придушення; \hat{a}_0 , \hat{a}_1 , $\hat{\phi}_0$, $\hat{\phi}_1$ – оцінки відповідних величин; $\hat{w}(t)$ – оцінка вагового коефіцієнта.

Вираз (4) враховує процес порівняння сигналів в основному та додатковому каналах та описує процес роботи компенсатору проникаючого сигналу. Чим точніше здійснюється оцінка величин $(\hat{a}_0, \hat{a}_1, \hat{\phi}_0, \hat{\phi}_1)$ та вагового коефіцієнта $\hat{w}(t)$, які входять до виразу (4), тим менше рівень проникаючого сигналу буде в основному каналі після придушення.

Згідно виразу (4), компенсатор проникаючого сигналу повинен містити суматор в якому сигнал, що прийнятий основним каналом, складається із сигналом, що прийнятий допоміжним каналом і пропущений через підсилювач з відповідним комплексним коефіцієнтом передачі \hat{w} . Значення величин a_0 , a_1 , ϕ_0 , ϕ_1 , які входять у вирази (2), (3), можуть змінюватися внаслідок обертання антени оглядової РЛС. Варіант загальної побудови компенсатора прямого проникаючого сигналу, яка відповідає виразу (4), наведено на рис. 2, а. На рис. 2, б

наведено векторну діаграму, яка пояснює принцип роботи компенсатора прямого проникаючого сигналу.

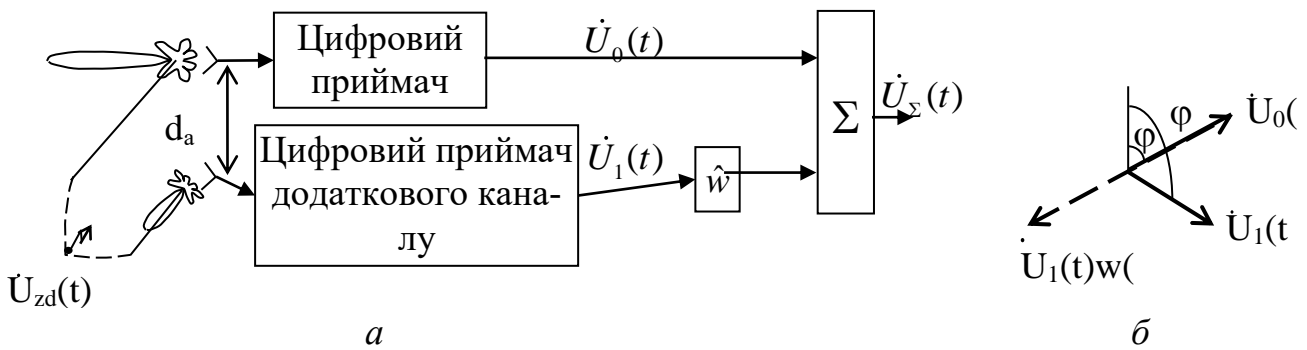


Рис. 2. Варіант загальної побудови компенсатора прямого проникаючого сигналу: *a* – структурна схема; *б* – векторна діаграма роботи компенсатора

Особливістю компенсатора прямого проникаючого сигналу (вираз (4), рис. 2, *a*) є обов'язкова умова регулювання значення комплексного коефіцієнту передачі підсилювача сигналу допоміжного каналу \hat{w} .

Використання компенсатора (вираз (4), рис. 2, *a*) (забезпечує принципову можливість компенсації прямого проникаючого сигналу в приймальному каналі оглядової РЛС із використанням допоміжного каналу і пристрою формування вагового коефіцієнту. При незмінному просторовому розташуванні антен та зовнішнього джерела випромінювання ця можливість може бути реалізована вручну. Але при обертанні антени оглядової РЛС швидкість зміни амплітуди і фази проникаючого сигналу значно перевищує швидкість реагування людини. Отже формування вагового коефіцієнту \hat{w} необхідно здійснювати автоматично.

5. 2. Опис роботи компенсатора прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому

Для автоматичного формування значень вагового коефіцієнту w можуть використовуватися різні методи [27]:

- градієнтні методи з використанням кореляційного зворотного зв'язку;
- прямі методи без використання зворотного зв'язку, які ґрунтуються на безпосередньому оберненні кореляційної матриці.

Основним недоліком використання зворотного зв'язку для формування вагового коефіцієнту є мала швидкість збіжності оцінок, яка залежить від рівня сигналу, підсилення в колі зворотного зв'язку та ін. Вільним від цих недоліків є схеми формування вагових коефіцієнтів з використанням прямих методів формування вагових коефіцієнтів (без використання зворотного зв'язку). Використання цих методів характеризується стабільністю, високою швидкістю збіжності, яка слабо залежить від зовнішніх умов. Основним недоліком прямих методів формування вагових коефіцієнтів є збільшення обчислювальних затрат [27]. Однак сучасний рівень розвитку цифрової елементної бази забезпечує можливість цифрової реалізації прямих методів формування вагових коефіцієнтів.

Отже, при проведенні подальших досліджень побудову компенсатора прямого проникаючого сигналу доцільно здійснювати в цифровому вигляді з використанням прямого методу формування вагових коефіцієнтів без використання зворотного зв'язку. З урахуванням цього цифровий компенсатор прямого проникаючого сигналу, який використовує прямі методи формування вагових коефіцієнтів, повинен реалізовувати наступний алгоритм (вирази (5), (6)):

$$\dot{U}_{\Sigma}(k) = \dot{U}_0(k) + \dot{W}(k)\dot{U}_1(k), \quad (5)$$

$$\dot{W}(k) = -\frac{\overline{\dot{U}_0(k)\dot{U}_1^*(k)}}{\overline{\dot{U}_1(k)\dot{U}_1^*(k)}} = -\frac{\dot{\rho}\sigma_0\sigma_1}{\sigma_1^2} = -\dot{\rho}\frac{\sigma_0}{\sigma_1}, \quad (6)$$

де $\dot{U}_0(k)$, $\dot{U}_1(k)$, $\dot{U}_{\Sigma}(k)$ – k -ті відліки комплексних обвідних процесів на вході основного і допоміжного приймальних каналів та на виході автокомпенсатора, відповідно;

$\dot{w}(k)$ – k -ий відлік комплексного вагового коефіцієнту;

«*» – знак комплексного спряження;

$\dot{\rho}$ – комплексний коефіцієнт кореляції процесів $\dot{U}_0(k)$ і $\dot{U}_1(k)$;

σ_0 , σ_1 – середньоквадратичні значення процесів $\dot{U}_0(k)$ і $\dot{U}_1(k)$, відповідно;

«—» – знак математичного усереднення у часі;

k – порядковий номер цифрового відліку на виході аналого-цифрового перетворювача (АЦП).

З урахуванням виразів (5), (6) конкретизуємо варіант загальної побудови компенсатору прямого проникаючого сигналу (рис. 2, а). Отже, структурна схема цифрового компенсатора прямого проникаючого сигналу, який використовує прямі методи формування вагових коефіцієнтів, наведена на рис. 3.

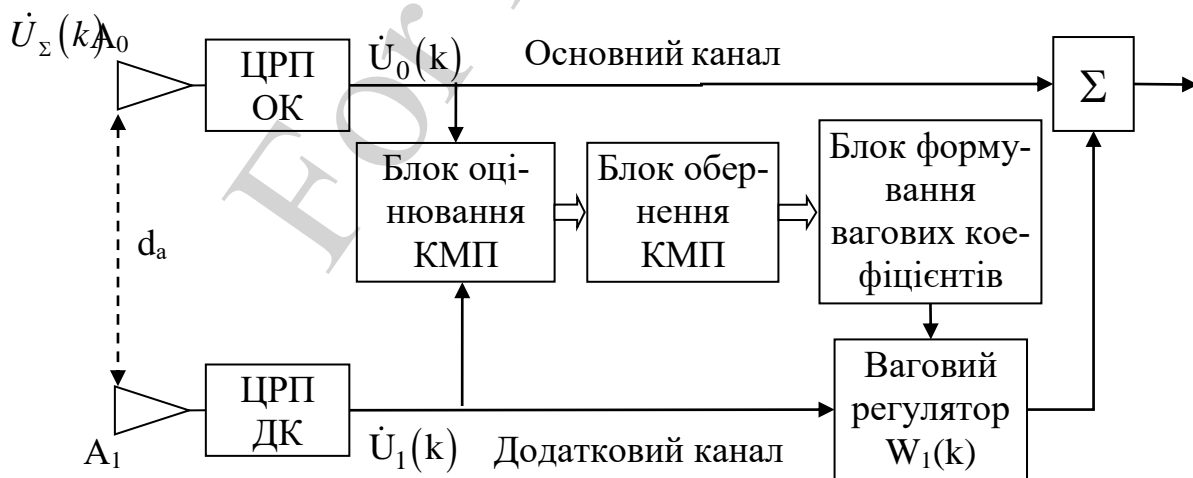


Рис. 3. Структурна схема цифрового компенсатора прямого проникаючого сигналу, який використовує прямі методи формування вагових коефіцієнтів

Робота цифрового компенсатора прямого проникаючого сигналу, який використовує прямі методи формування вагових коефіцієнтів, може бути описана наступним чином. З виходів цифрових радіоприймальних пристроїв (ЦРП) основного каналу (ОК) та додаткового каналу (ДК) цифрові коди поступають в цифровий процесор. Цифровий процесор на програмному рівні реалізує оцінювання кореляційної матриці проникаючого сигналу (КМП), здійснює її обернення та формування комплексних вагових коефіцієнтів. Вагові коефіцієнти формуються для кожного k -го відліку. Сформовані комплексні вагові коефіцієнти поступають у ваговий регулятор, де перемножуються з цифровими кодами додаткового каналу. Результат перемноження поступає на суматор, в якому здійснюється придушення прямого проникаючого сигналу в основному каналі.

Формування оцінки вагових коефіцієнтів здійснюється в цифровому процесорі по результатам обробки N цифрових відліків з виходів ЦРП основного та додаткового каналів по виразам (7), (8):

$$\hat{w}_1 = -\frac{\hat{\mu}_{U_0 U_1}}{\hat{\sigma}_1^2}, \quad (7)$$

$$\hat{\mu}_{U_0 U_1} = M(U_0 U_1) - M(U_0)M(U_1)^*, \quad (8)$$

де \hat{w}_1 – оцінка комплексного вагового коефіцієнта;

$\hat{\mu}_{U_0 U_1}$ – оцінка кореляційного моменту комплексних масивів \dot{U}_0 і \dot{U}_1 (вибірки сигналів основного та додаткового приймального каналів);

$M(U_0)$, $M(U_1)$, $M(U_0 U_1)$ – математичне сподівання масивів \dot{U}_0 , \dot{U}_1 та їх добутку, відповідно, які визначаються за виразами (9)–(11):

$$M(U_0 U_1) = \frac{1}{N+1} \sum_{k=0}^N U_0(k) U_1^*(k), \quad (9)$$

$$M(U_0) = \frac{1}{N+1} \sum_{k=0}^N U_0(k), \quad (10)$$

$$M(U_1) = \frac{1}{N+1} \sum_{k=0}^N U_1(k), \quad (11)$$

$\hat{\sigma}_1^2$ – оцінка дисперсії масиву \dot{U}_1 (вибірки сигналу з додаткового приймального каналу), яка визначається за виразами (12), (13):

$$\hat{\sigma}_1^2 = M(U_1^2) - M(U_1)^2, \quad (12)$$

$$M(U_1^2) = \frac{1}{N+1} \sum_{k=0}^N |U_1(k)|^2. \quad (13)$$

Для зменшення часу формування вагових коефіцієнтів при використанні прямих методів обчислення кореляційної матриці доцільно використовувати технологію паралельних обчислювальних процесів. Алгоритм формування вагових коефіцієнтів із використанням паралельних обчислювань наведено на рис. 4. Алгоритм, який наведено на рис. 4, може бути реалізований на цифрових процесорах, які будуються на основі програмованої логіки, або на багатопроцесорних системах. На рис. 4 відліки сигналу основного та додаткового каналу $\dot{U}_0(k)$, $\dot{U}(k)$ позначені як $\dot{U}_{0,k}$ та $\dot{U}_{1,k}$, відповідно. На рис. 4 позначками «Re» та «Im» позначені дійсна та уявна частина комплексного числа, відповідно.

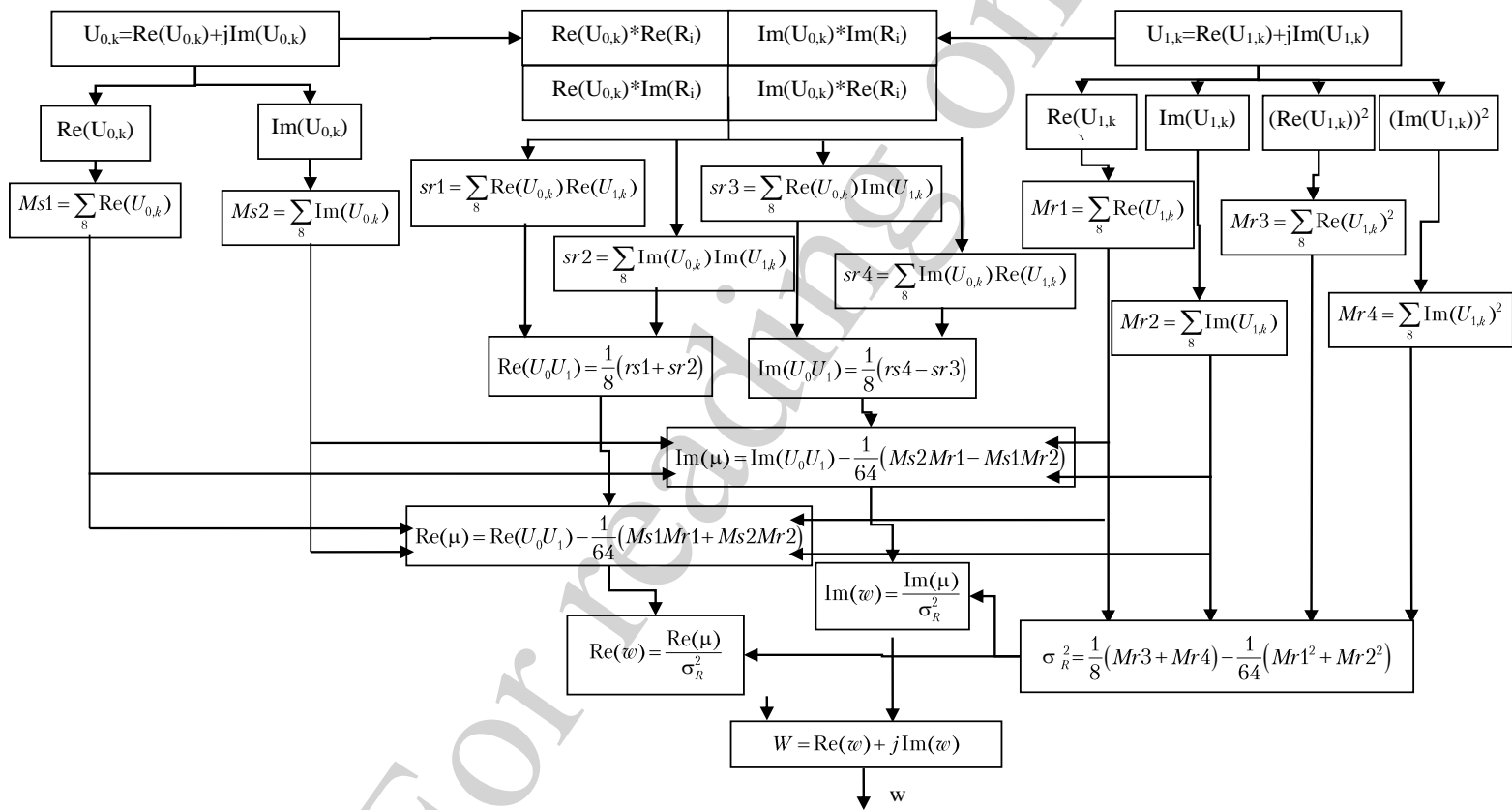


Рис. 4. Алгоритм формування вагових коефіцієнтів для компенсації проникаючого сигналу із використанням паралельних обчислень та прямого методу обчислення кореляційної матриці

Відомо, що при використанні прямих методів обчислення кореляційної матриці втрати у відношенні сигнал/шум, які обумовлені похибками оцінювання елементів матриці, визначаються виразом (14) [27]:

$$q_{km} = 10 \lg \left(\frac{K + 2 - N}{K + 1} \right), \quad (14)$$

де q_{km} – еквівалентні втрати у відношенні сигнал/шум, які обумовлені заміною кореляційної матриці її оцінкою; K – кількість відліків, які використовуються для оцінювання кореляційної матриці; N – кількість каналів компенсатора.

Із аналізу виразу (14) випливає, що для забезпечення втрат у відношенні сигнал/шум не більше 0,5 дБ в одноканальному компенсаторі ($N=2$) для оцінювання кореляційної матриці необхідно використовувати не менш 8 відліків сигналу.

Потужність процесу на виході автокомпенсатора з урахуванням (5) визначається виразом (15):

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \frac{1}{2} \overline{\dot{U}_{\Sigma}(k) \dot{U}_{\Sigma}^*(k)} = \sigma_0^2 (1 - |\rho|^2), \quad (15)$$

де σ_{Σ}^2 – потужність проникаючого сигналу на виході автокомпенсатора; σ_0^2 – потужність проникаючого сигналу на вході автокомпенсатора.

Коефіцієнт придушення прямого проникаючого сигналу визначається як відношення потужності процесу (проникаючого сигналу) на вході автокомпенсатора до потужності процесу на його виході. З урахуванням (15) коефіцієнт придушення описується виразом (16):

$$K_{\Pi} = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_{\Sigma}^2} = \frac{1}{1 - |\rho|^2}. \quad (16)$$

З виразу (16) видно, що ступінь придушення прямого проникаючого сигналу в основному каналі за допомогою одноканального компенсатора визначається ступенем кореляції процесів, які діють в основному та допоміжному каналах. При $|\rho| \rightarrow 1$ потужність проникаючого сигналу на виході компенсатора $\sigma_{\Sigma}^2 \rightarrow 0$ (15). В реальних умовах комплексний коефіцієнт кореляції процесів на виході двох приймальних пристроїв завжди менше одиниці $|\rho| < 1$. Це обумовлено, по-перше, наявністю некорельованих власних теплових шумів приймальних каналів та, по-друге, неідентичністю амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) приймальних каналів.

Вплив власних теплових шумів основного та допоміжного приймальних каналів на значення комплексного коефіцієнту кореляції проникаючого сигналу, за умови ідентичності АЧХ приймальних каналів, визначається виразом (17) [26]:

$$\begin{aligned}
|\dot{\rho}| &= \frac{\overline{\dot{U}_0(t)\dot{U}_1^*(t)}}{\sigma_0\sigma_1} = \frac{(\overline{\dot{U}_{zd}(t) + \dot{U}_{s0}(t)})(\overline{\dot{U}_{zd}^*(t) + \dot{U}_{s1}^*(t)})}{\sqrt{\sigma_{zd}^2 + \sigma_{s0}^2}\sqrt{\sigma_{zd}^2 + \sigma_{s1}^2}} = \\
&= \frac{\sigma_{zd}^2}{\sqrt{\sigma_{zd}^2 + \sigma_{s0}^2}\sqrt{\sigma_{zd}^2 + \sigma_{s1}^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{q_0}\right)\left(1 + \frac{1}{q_1}\right)}}, \tag{17}
\end{aligned}$$

де $\dot{U}_{zd}(t)$ – комплексна амплітуда в приймальному каналі, що обумовлена дією сигналу зовнішнього джерела випромінювання;

$\dot{U}_{s0}(t)$, $\dot{U}_{s1}(t)$ – комплексна амплітуда, що обумовлена власними шумами основного та допоміжного приймальних каналів, відповідно;

σ_{zd}^2 , σ_{s0}^2 , σ_{s1}^2 – потужність сигналу зовнішнього джерела та власних шумів основного та допоміжного каналів, відповідно;

q_0 , q_1 – відношення сигнал-шум в основному та допоміжному приймальних каналах, відповідно.

Вплив неідентичності АЧХ приймальних каналів на значення комплексного коефіцієнту кореляції проникаючого сигналу, за умови відсутності власних шумів приймальних каналів, визначається виразом (18):

$$\dot{\rho} = \frac{\overline{\dot{U}_0(t)\dot{U}_1^*(t)}}{\sigma_0\sigma_1} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)\dot{A}_0(\omega)\dot{A}_1^*(\omega)d\omega}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)|\dot{A}_0(\omega)|^2 d\omega}\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} G(\omega)|\dot{A}_1(\omega)|^2 d\omega}}, \tag{18}$$

де $G(\omega)$ – енергетичний спектр сигналу зовнішнього джерела; $\dot{A}_0(\omega)$, $\dot{A}_1(\omega)$ – комплексна АЧХ основного та допоміжного приймального каналу, відповідно; ω – кругова частота.

По результатам аналізу виразів (17), (18) видно, що кореляція прямих проникаючих сигналів на вході компенсатора значною мірою залежить від їх потужності (від відношення сигнал-шум в приймальних каналах). Водночас амплітуда прямого проникаючого сигналу в приймальних каналах не повинна виходити за межі їх динамічного діапазону. В цьому випадку порушиться умова лінійності приймального каналу, що обумовлює декореляцію проникаючих сигналів. Розбіжність АЧХ приймальних каналів також суттєво впливає на кореляцію проникаючих сигналів. Неідентичність АЧХ оказує менший вплив на кореляцію сигналів при смугах пропускання приймальних каналів більших за ширину спектра сигналів, що приймаються. Отже, для збереження кореляції проникаючого сигналу на виходах основного та допоміжного приймальних каналів необхідно забезпечити достатній динамічний діапазон та ідентичність АЧХ відповідних приймальних каналів.

5.3. Оцінювання якості роботи компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому

Оцінювання якості роботи компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому проведено методом статистичного моделювання. Розглянуто компенсатор проникаючого сигналу з використанням прямого методу обчислення кореляційної матриці та запропонованого алгоритму формування вагових коефіцієнтів (рис. 3). Для проведення статистичного моделювання використовувалась імітаційна модель, структурна схема якої наведена на рис. 5.

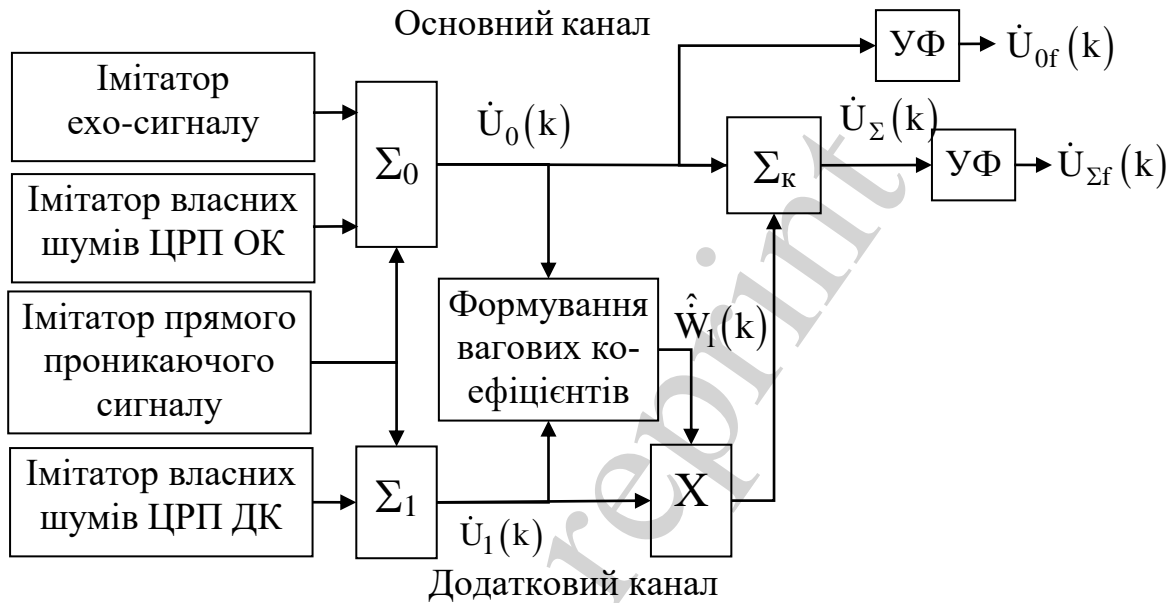


Рис. 5. Структурна схема імітаційної моделі компенсатора прямого проникаючого сигналу

Сигнал на виході суматора основного каналу ($\dot{U}_0(k)$) складається із адитивної суміші ехо-сигналу, прямого проникаючого сигналу та власних шумів ЦРП ОК. Сигнал на виході суматора додаткового каналу ($\dot{U}_1(k)$) складається з адитивної суміші прямого проникаючого сигналу та власних шумів ЦРП ДК. В блоці формування вагових коефіцієнтів по результатам обробки N відліків суміші сигналів основного ($\dot{U}_0(k)$) та додаткового ($\dot{U}_1(k)$) каналів формується значення вагового коефіцієнту ($\dot{w}(k)$). На виході суматора компенсатора прямого проникаючого сигналу (Σ_k) формується сигнал основного каналу з придушеним прямим проникаючим сигналом ($\dot{U}_\Sigma(k)$). Оцінювання можливості виявлення ехо-сигналів в основному каналі проводиться по результатам порівняння сигналів на виходах узгоджених фільтрів (УФ). Сигнал $\dot{U}_{of}(k)$ відповідає результатам узгодженої фільтрації адитивної суміші сигналів основного каналу ($\dot{U}_0(k)$)

без придушення прямого проникаючого сигналу. Сигнал $\dot{U}_{\Sigma f}(k)$ відповідає результатам узгодженої фільтрації адитивної суміші сигналів основного каналу після проведення придушення прямого проникаючого сигналу ($\dot{U}_{\Sigma}(k)$) з використанням запропонованого алгоритму формування вагових коефіцієнтів.

При проведенні моделювання будемо розглядати сигнали, що використовуються в РЛС типу П-18МА, П-18МУ, П-18 "Малахіт" (всі – виробництво Україна [28–30]). У якості проникаючого моделювався сигнал цифрового телебачення стандарту DVB-T2 [31].

Результати статистичного моделювання процесу придушення прямого проникаючого сигналу, які отримані з використанням моделі (рис. 5), наведено на рис. 6. На рис. 6 видно, що без застосування придушення прямого проникаючого сигналу його потужний відгук на виході узгодженого фільтру (осцилограма $|\dot{U}_{of}(k)|$) маскує слабкий ехо-сигнал, що робить неможливим його виявлення.

При застосуванні в основному каналі компенсатора прямого проникаючого сигналу його відгук на виході узгодженого фільтру значно зменшується (осцилограма $|\dot{U}_{\Sigma f}(k)|$, рис. 6), що дає можливість спостерігати слабкі ехо-сигнали на фоні потужного проникаючого сигналу.

Результат моделювання роботи компенсатора прямого проникаючого сигналу при обертанні антени оглядової РЛС наведено на рис. 7.

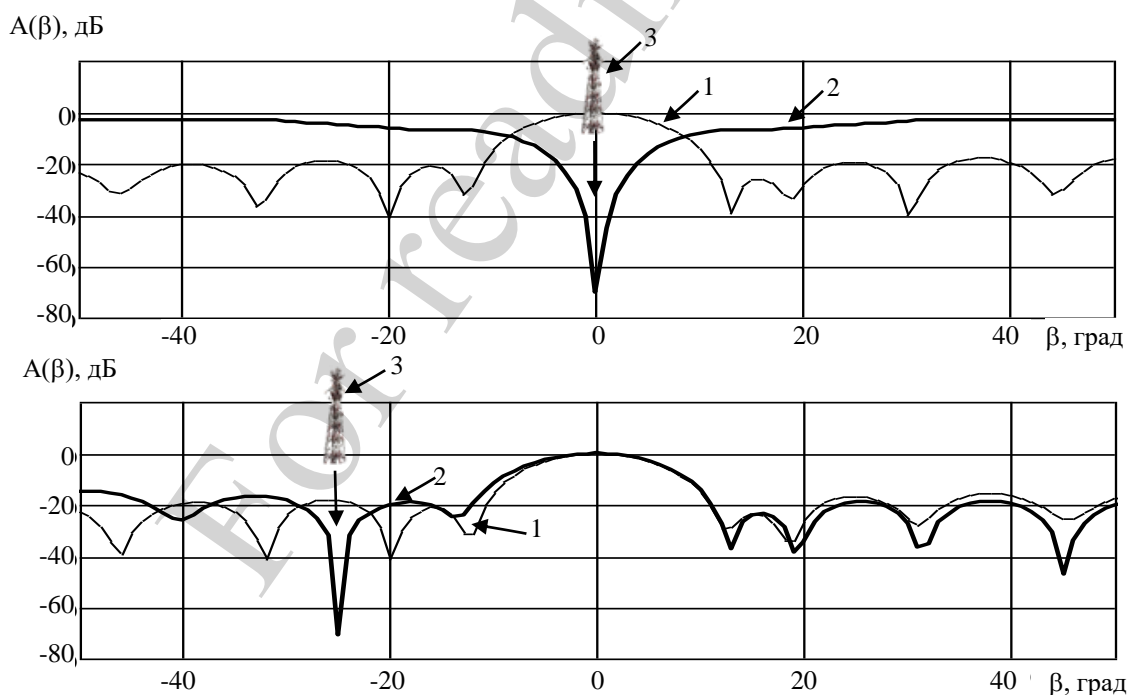


Рис. 7. Результати моделювання ДНА оглядової РЛС: 1 – ДНА без використання компенсатора проникаючого сигналу; 2 – ДНА при використанні компенсатора проникаючого сигналу; 3 – положення джерела зовнішнього випромінювання

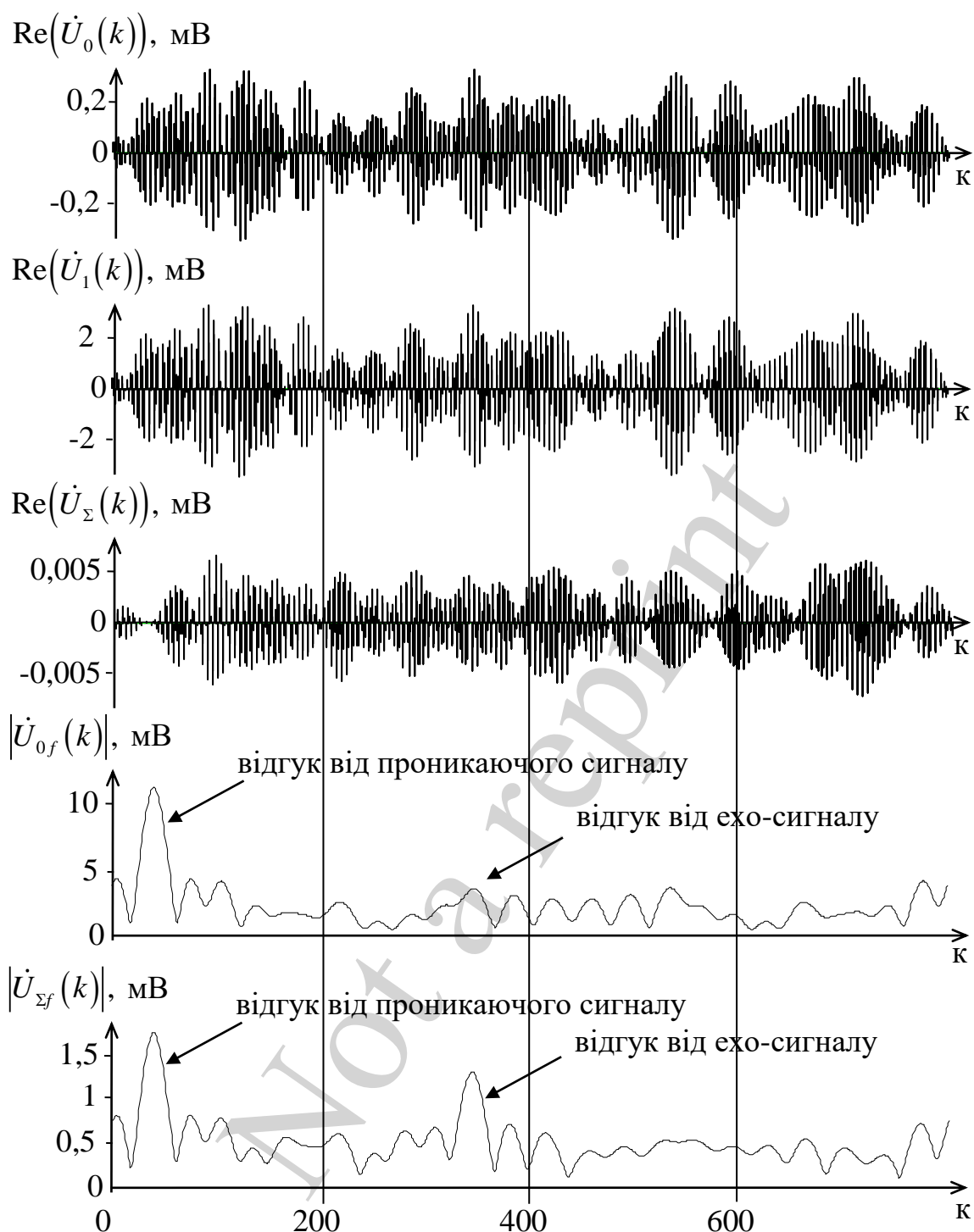


Рис. 6. Результати моделювання процесу придушення прямого проникаючого сигналу з використанням імітаційної моделі (рис. 5) та запропонованого алгоритму формування вагових коефіцієнтів

З аналізу рис. 7 видно, що використання розробленого компенсатору прямого проникаючого сигналу забезпечує придушення прямого проникаючого сигналу від 57 дБ до 70 дБ.

Таким чином, використання в основному приймальному каналі компенсатора прямого проникаючого сигналу від зовнішнього джерела випромінювання

забезпечує можливість виявлення слабких ехо-сигналів на фоні потужних прямих проникаючих сигналів. Побудову компенсатора прямого проникаючого сигналу доцільно здійснювати в цифровому вигляді з використанням прямого методу формування вагових коефіцієнтів без використання зворотного зв'язку. Зменшення часу формування вагових коефіцієнтів доцільно здійснювати за рахунок використання паралельних обчислюваних процесів.

6. Обговорення результатів дослідження щодо розробки компенсатору прямого проникаючого сигналу

Розроблена загальна побудова компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому (рис. 2). За наявності перешкод від одного джерела для їх компенсації достатньо мати одну допоміжну антену, яка спрямована на джерело перешкоди, та один допоміжний приймальний канал. В якості допоміжної антени та допоміжного каналу у випадку, що розглядається, доцільно використовувати антену та приймач додаткового каналу рознесеного прийому. Для забезпечення можливості придушувати проникаючий сигнал в смузі приймального пристрою оглядової РЛС відстань між антенами повинна бути до 6 м. В загальному вигляді компенсатор прямого проникаючого сигналу повинен містити суматор в якому сигнал, що прийнятий основним каналом, складається із сигналом, що прийнятий допоміжним каналом і пропущений через підсилювач з відповідним комплексним коефіцієнтом передачі \hat{w} (вираз (4)). Особливістю компенсатору прямого проникаючого сигналу (вираз (4), рис. 2а) є обов'язкова умова регулювання значення комплексного коефіцієнту передачі підсилювача сигналу допоміжного каналу \hat{w} .

Наведено опис роботи компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому. Побудова компенсатору прямого проникаючого сигналу здійснена в цифровому вигляді з використанням прямого методу формування вагових коефіцієнтів без використання зворотного зв'язку. Алгоритм роботи цифрового компенсатора прямого проникаючого сигналу, який використовує прямі методи формування вагових коефіцієнтів, представлений виразами (5), (6). Робота цифрового компенсатора прямого проникаючого сигналу, який використовує прямі методи формування вагових коефіцієнтів, описана наступним чином (рис. 3). З виходів ЦРП ОК та ДК цифрові коди поступають в цифровий процесор. Цифровий процесор на програмному рівні реалізує оцінювання КМП, здійснює її обернення та формування комплексних вагових коефіцієнтів. Вагові коефіцієнти формуються для кожного k -го відліку. Сформовані комплексні вагові коефіцієнти поступають у ваговий регулятор, де перемножуються з цифровими кодами додаткового каналу. Результат перемноження поступає на суматор, в якому здійснюється придушення прямого проникаючого сигналу в основному каналі. Для зменшення часу формування вагових коефіцієнтів при використанні прямих методів обчислення кореляційної матриці використовується технологія паралельних обчислювальних процесів (рис. 4)

Проведено оцінювання якості роботи компенсатору прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому. Оцінювання проведено методом статистичного моделювання. Імітаційна модель для проведення статистичного мо-

делювання представлена на рис. 5. Результати статистичного моделювання процесу придушення прямого проникаючого сигналу, які отримані з використанням моделі (рис. 5), наведено на рис. 6. На рис. 6 видно, що без застосування придушення прямого проникаючого сигналу його потужний відгук на виході узгодженого фільтру маскує слабкий ехо-сигнал, що робить неможливим його виявлення. При застосуванні в основному каналі компенсатора прямого проникаючого сигналу його відгук на виході узгодженого фільтру значно зменшується (рис. 6), що дає можливість спостерігати слабкі ехо-сигнали на фоні потужного проникаючого сигналу. Результат моделювання роботи компенсатора прямого проникаючого сигналу при обертанні антени оглядової РЛС наведено на рис. 7. З аналізу рис. 7 видно, що використання розробленого компенсатора прямого проникаючого сигналу забезпечує придушення прямого проникаючого сигналу від 57 дБ до 70 дБ.

Таким чином, використання в основному приймальному каналі компенсатора прямого проникаючого сигналу від зовнішнього джерела випромінювання забезпечує можливість виявлення слабких ехо-сигналів на фоні потужних прямих проникаючих сигналів. Побудову компенсатора прямого проникаючого сигналу доцільно здійснювати в цифровому вигляді з використанням прямого методу формування вагових коефіцієнтів без використання зворотного зв'язку. Зменшення часу формування вагових коефіцієнтів доцільно здійснювати за рахунок використання паралельних обчислюваних процесів.

Проведеному дослідженню притаманні наступні обмеження та припущення:

- розглядаються оглядові двохкоординатні РЛС з механічним обертанням;
- забезпечується можливість реалізації в оглядовій РЛС режиму рознесеного прийому;
- кількість каналів прийому дорівнює двом;
- забезпечена синхронізація роботи основного та додаткового каналів прийому оглядових РЛС;
- розглядаються радіоприймальні пристрої з цифровою обробкою сигналів;
- тип перешкодових компонентів вхідного сигналу не враховується.

Подальші дослідження доцільно спрямувати на розробку методів придушення проникаючого сигналу при використанні декількох джерел стороннього випромінювання.

7. Висновки

1. Розроблена загальна побудова компенсатора прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому. Для забезпечення можливості придушення проникаючий сигнал в смузі приймального пристрою оглядової РЛС відстань між антенами повинна бути до 6 м. В загальному вигляді компенсатор прямого проникаючого сигналу повинен містити суматор в якому сигнал, що прийнятий основним каналом, складається із сигналом, що прийнятий допоміжним каналом і пропущений через підсилювач з відповідним комплексним коефіцієнтом передачі. Особливістю компенсатора прямого проникаючого сигналу є обов'язкова умова регулювання значення комплексного коефіцієнту передачі підсилювача сигналу допоміжного каналу.

2. Побудова компенсатору прямого проникаючого сигналу здійснена в цифровому вигляді з використанням прямого методу формування вагових коефіцієнтів без використання зворотного зв'язку. Для зменшення часу формування вагових коефіцієнтів при використанні прямих методів обчислення кореляційної матриці використовується технологія паралельних обчислювальних процесів.

3. Проведено оцінювання якості роботи системи придушення прямого проникаючого сигналу в каналі рознесеного прийому. Встановлено, що без застосування придушення прямого проникаючого сигналу його потужний відгук на виході узгодженого фільтру маскує слабкий ехо-сигнал, що робить неможливим його виявлення. При застосуванні в основному каналі компенсатора прямого проникаючого сигналу його відгук на виході узгодженого фільтру значно зменшується, що дає можливість спостерігати слабкі ехо-сигнали на фоні потужного проникаючого сигналу. Використання розробленого компенсатору прямого проникаючого сигналу забезпечує придушення прямого проникаючого сигналу від 57 дБ до 70 дБ.

Литература

1. Military aircraft avionics market - growth, trends, covid-19 impact, and forecasts (2021 - 2026). URL: <https://www.mordorintelligence.com/industry-reports/military-aircraft-avionics-market>
2. Military Aircraft Market - Growth, Trends, and Forecast (2020 - 2025). URL: <https://www.researchandmarkets.com/reports/4534320/military-aircraft-market-growth-trends-and>
3. Military Aircraft Avionics Market by End User (OEM and Aftermarket), System (Communication, Aircraft Flight Control, Navigation & Monitoring, Collision Avoidance, Weather and Others), and Aircraft Type (Combat Aircraft, Transport Aircraft, Rotorcraft, and UAVS): Global Opportunity Analysis and Industry Forecast, 2020–2027. URL: <https://www.alliedmarketresearch.com/military-aircraft-avionics-market-A07500>
4. Eckel, M. (2020). Drone Wars: In Nagorno-Karabakh, The Future Of Warfare Is Now. URL: <https://www.rferl.org/a/drone-wars-in-nagorno-karabakh-the-future-of-warfare-is-now/30885007.html>
5. Lishchenko, V., Kalimulin, T., Khizhnyak, I., Khudov, H. (2018). The Method of the organization Coordinated Work for Air Surveillance in MIMO Radar. 2018 International Conference on Information and Telecommunication Technologies and Radio Electronics (UkrMiCo). doi: <https://doi.org/10.1109/ukrmico43733.2018.9047560>
6. Richards, M. A., Scheer, J. A., Holm, W. A. (2010). Principles of modern radar. Vol. I. Basic principles. Raleigh: SciTech Publishing, 924. doi: <https://doi.org/10.1049/sbra021e>
7. Melvin, W. L., Scheer, J. A. (2013). Principles of modern radar. Vol. II. Advanced techniques. Raleigh: SciTech Publishing, 846. doi: <https://doi.org/10.1049/sbra020e>

8. Melvin, W. L., Scheer, J. A. (2014). Principles of modern radar. Vol. III. Radar applications. Raleigh: SciTech Publishing, 820. doi: <https://doi.org/10.1049/sbra503e>
9. Bezouwen, J., Brandfass, M. (2017). Technology Trends for Future Radar. URL: <https://www.microwavejournal.com/articles/29367-technology-trends-for-future-radar>
10. Khudov, H. (2020). The Coherent Signals Processing Method in the Multiradar System of the Same Type Two-coordinate Surveillance Radars with Mechanical Azimuthal Rotation. International Journal of Emerging Trends in Engineering Research, 8 (6), 2624–2630. doi: <https://doi.org/10.30534/ijeter/2020/66862020>
11. Bhatta, A., Mishra, A. K. (2017). GSM-based commsense system to measure and estimate environmental changes. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 32 (2), 54–67. doi: <https://doi.org/10.1109/maes.2017.150272>
12. Neyt, X., Raout, J., Kubica, M., Kubica, V., Roques, S., Acheroy, M., Verly, J. G. (2006). Feasibility of STAP for Passive GSM-Based Radar. 2006 IEEE Conference on Radar. doi: <https://doi.org/10.1109/radar.2006.1631853>
13. Willis, N. J. (2004). Bistatic Radar. IET. doi: <https://doi.org/10.1049/sbra003e>
14. Khudov, H., Zvonko, A., Kovalevskyi, S., Lishchenko, V., Zots, F. (2018). Method for the detection of small-sized air objects by observational radars. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 2 (9 (92)), 61–68. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.126509>
15. Ruban, I., Khudov, H., Lishchenko, V., Pukhovyi, O., Popov, S., Kolos, R. et. al. (2020). Assessing the detection zones of radar stations with the additional use of radiation from external sources. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 6 (9 (108)), 6–17. doi: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2020.216118>
16. Harms, H. A., Searle, S. J., Palmer, J. E., Davis, L. M. (2012). Impact of quantization on passive radar target detection. IET International Conference on Radar Systems (Radar 2012). doi: <https://doi.org/10.1049/cp.2012.1681>
17. Xianrong, W., Zhixin, Z., Delei, Z., Qihong, S. (2011). HF passive bistatic radar based on DRM illuminators. Proceedings of 2011 IEEE CIE International Conference on Radar. doi: <https://doi.org/10.1109/cie-radar.2011.6159499>
18. Jain, M., Choi, J. I., Kim, T., Bharadia, D., Seth, S., Srinivasan, K. et. al. (2011). Practical, real-time, full duplex wireless. Proceedings of the 17th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking - MobiCom '11. doi: <https://doi.org/10.1145/2030613.2030647>
19. Karpovich, P. I., Korenevsky, S. A., Muraviov, V. V. (2019). Research of electronic compensation methods of reserence signal in the surveillance channel of semi-active coherent bistatic DVB-T2 radar. Doklady BGUIR, 5, 52–59. doi: <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-52-59>
20. Часовский, В. А., Чернобородова, Н. П., Чернобородов, М. П., Пиза, Д. М. (2002). Цифровая система компенсации несинхронных импульсных помех. Радиоелектроніка. Інформатика. Управління, 2, 41–44.

21. Чорнобородов, М. П. (2008). Підвищення тактико-технічних характеристик РЛС 79К6 (80К6) "Пелікан". Системи управління, навігації та зв'язку, 1, 64–67.
22. Пиза, Д. М., Семенов, Д. С., Бугрова, Т. И.; Пиза, Д. М. (Ред.) (2017). Проектирование радиолокационных систем. Запоріжжя: ЗНТУ. URL: <http://eir.zntu.edu.ua/handle/123456789/2216?mode=full>
23. Перфилов, О. Ю. (2017). Радиопомехи. М.: Горячая линия-Телеком, 110.
24. Lyons, R. G. (2011). Understanding Digital Signal Processing. Boston, MA: Pearson Education, 564.
25. Xiong, W., Zhang, G., Liu, W. (2017). Efficient filter design against interrupted sampling repeater jamming for wideband radar. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2017 (1). doi: <https://doi.org/10.1186/s13634-017-0446-3>
26. Черняк, В. С. (2012). Многопозиционные радиолокационные системы на основе МІМО РЛС. Успехи современной радиоэлектроники, 8, 29–46.
27. Лосев, Ю. И., Бердников, А. Г., Гойхман, Э. Ш., Сизов, Б. Д.; Лосев, Ю. И. (Ред.) (1988). Адаптивная компенсация помех в каналах связи. М.: Радио и связь, 208.
28. РЛС «МАЛАХИТ». URL: <http://ust.com.ua/ru/item/rls-malaxit>
29. Наземная подвижная радиолокационная станция (РЛС) дальнего обнаружения метрового диапазона волн П-18МА (П-180У). URL: <https://www.aerotechnica.ua/nazemnaya-podvizhnaya-radiolokaczionnaya-stancziya-p-18ma.html>
30. П-18МУ. URL: http://uoe.com.ua/products/ua/?id=0&pid=catalogue&language=ukr&catalogue_id=510&type=content
31. Горегляд, В., Ковалгин, Ю., Ходырев, Д. (2014). Основные особенности стандарта цифрового телевидения DVB-T2. Broadcasting. Телевидение и радиовещание, 2. URL: <http://lib.broadcasting.ru/articles2/Regandstan/osnovnye-osobennosti-standarta-tsifrovogo-televideniya-dvb-t2>