

РАДИОЕЛЕКТРОНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

RADIO ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS

УДК 621.396.96:551.501.815

МЕТОДИ ЗАХИСТУ ВІД ІМПУЛЬСНОЇ DRFM ЗАВАДИ

Атаманський Д. В. – д-р техн. наук, професор, професор Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків, Україна.

Рябуха В. П. – д-р техн. наук, професор, професор Харківського національного університету радіоелектроніки, Харків, Україна.

Василишин В. І. – д-р техн. наук, професор, начальник кафедри Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків, Україна.

Семеняка А. В. – канд. техн. наук, старший науковий співробітник Харківського національного університету радіоелектроніки, Харків, Україна.

Катюшин Є. А. – старший науковий співробітник Харківського національного університету радіоелектроніки, Харків, Україна.

Стовба Р. Л. – викладач Харківського національного університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, Харків, Україна.

АНОТАЦІЯ

Актуальність. Відповідні імпульсні завади типу DRFM (Digital Radio Frequency Memory – (укр. цифрова радіочастотна пам'ять) для імпульсних РЛС, зокрема, з лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ) зондувальних сигналів, дуже ускладнюють радіолокаційну обстановку. На екранах індикаторів радіолокаційних засобів, крім відміток від існуючих (істинних) цілей, з'являється інші, що імітують аналогічні їм хибні цілі. Відомі методи боротьби з багаторазовими імпульсними відповідними завадами для завад типу DRFM малоефективні, що обумовлено специфікою формування завади. Створення методів, алгоритмів і систем боротьби з такими завадами є досі актуальним завданням.

Мета. Оцінити можливості відомих методів завадозахисту щодо зниження негативного впливу імпульсних завад типу DRFM на ефективність обробки корисних сигналів та запропонувати новий метод обробки ЛЧМ сигналу на фоні DRFM завади.

Метод. Ефективність методів визначається експериментально за результатами імітаційного моделювання та їхнього порівняння з відомими результатами, викладеними у відкритій літературі.

Результати. Обґрунтовано неефективність відомих способів захисту від відповідної імпульсної завади для зниження негативного впливу DRFM завади на обробку сигналу, відбитого від цілі. Визначено характер негативного впливу DRFM завад на обробку відбитого від цілі сигналу. Завадою може створюватись як імітація відміток від неіснуючих (хибних) цілей, так і маскувальний ефект. Показано, що пристрій з двостороннім обмежником амплітуди на вході фільтру стиску, що зазвичай використовується для заглушення імпульсної завади, неефективний для заглушення DRFM завади.

Продемонстровано, що для малобазових ЛЧМ сигналів як фільтр стиску може використовуватись фільтр, узгоджений з ЛЧМ сигналом з великою базою, хоча такі узгоджені фільтри не призначені для обробки ЛЧМ сигналів з малими базами. Визначені умови узгодженої фільтрації малобазових імпульсних ЛЧМ в фільтрах, узгоджених з сигналами з великими базами. Достатньою умовою узгодженої фільтрації малобазових сигналів є збіг їхнього фазочастотного спектру з відповідною ділянкою фазочастотного спектру великобазового сигналу. Дана обставина пояснює ефект формування максимумів на виході фільтра стиску по імпульсах DRFM завади і формування хибних відміток від цілей.

Показано, що обмеження рівня сигналів перед їхньою обробкою в фільтрі стиску усуває енергетичну перевагу завади над корисним сигналом, але не впливає на форму фазочастотного спектра завади. Ця особливість амплітудних обмежувачів є причиною неефективної обробки корисного сигналу на фоні DRFM завади в пристроях типу амплітудний обмежувач – узгоджений фільтр.

Запропоновано метод заглушення відповідної імпульсної завади, в основі якого лежить природне припущення про належність до відліків завади потужних відліків вхідної суміші. В ході цифрової обробки реалізується обнуління відліків, що перевищують заданий рівень обмеження. Показано, що пристрої обробки, які використовують таке обмеження, забезпечують ефективну обробку корисного сигналу на фоні DRFM завади.

Висновки. Наукова новизна отриманих результатів полягає в тому, що набула подальшого розвитку практика завадозахисту РЛС з імпульсними ЛЧМ зондувальними сигналами, а саме запропоновано пристрій, що виявляє відбитий сигнал на фоні імпульсної завади у відповідь такому сигналу. Набула подальшого розвитку практика узгодженої фільтрації складних сигналів, а саме визначені умови узгодженої фільтрації малобазових імпульсних ЛЧМ сигналів у фільтрах,

узгоджених з сигналами з великими базами. Достатньою умовою є збіг фазочастотного спектру малобазового сигналу з відповідною ділянкою фазочастотного спектру великобазового сигналу. Практична цінність досліджень полягає в тому, що запропонований пристрій обробки, в переважній більшості практичних випадків забезпечує приблизно в двічі більше значення ймовірності правильного виявлення сигналу, відбитого від цілі, у порівнянні з відомими пристроями обробки.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: метод, DRFM завада, ЛЧМ радіоімпульс, РЛС, математичне моделювання, відповідна імпульсна завада.

АБРЕВІАТУРИ

АК – автокомпенсатор;
АШЗ – активна шумова завада;
АЧС – амплітудно-частотний спектр;
ВІЗ – відповідна імпульсна завада;
DRFM (Digital Radio Frequency Memory) – цифрова радіочастотна пам'ять;
ДСА – діаграма спрямованості антени;
ЗРІ – зондувальний радіоімпульс;
ІКО – індикатор кругового огляду;
ІХ – імпульсна характеристика;
ЛЧМ – лінійна частотна модуляція;
МАРП – миттєве автоматичне регулювання підсилення;
Моб – модифікований обмежувач;
НІЗ – несинхронна імпульсна завада;
SMSP (smeared spectrum) – розмазування спектра сигналу;
C&I (chopping and interleaving) – вирізка і перемежування фрагментів сигналу;
СРЦ – селекція рухомих цілей;
Соб – стандартний обмежувач;
УФ – узгоджений фільтр;
ПРІБВМ –прямокутний радіоімпульс без внутрішньої модуляції;
ПБВ – придушення бокових відповідей;
ППЧ – підсилювач проміжної частоти;
РЛС – радіолокаційна станція;
РТС – радіотехнічна система;
РТС – радіотехнічна система;
РЛП – радіолокаційне поле;
РЕБ – радіоелектронна боротьба;
ФЧС – фазочастотний спектр;
ШАРП – швидкодіюче автоматичне регулювання підсилення;
ШОВ – ширококутний підсилювач – двосторонній амплітудний обмежник – вузькосмуговий підсилювач;
ЦФ – цифровий фільтр.

НОМЕНКЛАТУРА

$P_{пр}$ – смуга пропускання приймального пристрою;
 $T_{п}$ – період повторення імпульсів РЛС;
 β_c – крутизна частотної модуляції ЛЧМ радіоімпульсу РЛС;
 τ_0 – тривалість ЛЧМ радіоімпульсу;
 τ_i – тривалість імпульсу корисного сигналу;
 τ_3 – тривалість імпульсу завади;
 Δf_0 – девіація частоти радіоімпульсу;

β_0 – крутизна частотної модуляції сигналу, яка характеризує швидкість зміни частоти ЛЧМ коливання за часом;

f_0 – несуча (середня) частота зондувального сигналу;

m – коефіцієнт стиску ЛЧМ радіоімпульсу;

$U_{пор.об.}$ – поріг (рівень) обмеження;

$C(u_1)$, $S(u_1)$ – інтеграли Френеля;

z – кількість відрізків функції $f(t)$ прийнятого ЛЧМ сигналу, використаних для формування імпульсу DRFM завади типу C&I;

$N_{пр}$ – кількість правильних рішень про наявність корисного сигналу в суміші корисного сигнал+завада;

N_0 – загальна кількість ітерацій в експериментах ($N_0 = 10^5$);

$C(u_1)$, $S(u_1)$ – інтеграли Френеля.

ВСТУП

Назва DRFM як різновиду відповідної імпульсної завади обумовлена тим, що зондувальний сигнал РЛС, прийнятий постановником завади, повністю або частково запам'ятовується в цифровій формі [1, 2, 3]. Пристрої цифрової радіочастотної пам'яті є найважливішими елементами сучасних РЕБ, в яких застосовуються ПЛІС та цифрові процесори обробки сигналів.

Технологія DRFM дозволяє створювати компактні пристрої, які можуть бути встановлені на транспортних засобах багатьох типів, зокрема, на невеликих літальних апаратах, як пілотованих, так і безпілотних. Застосування технології DRFM дозволяє отримати ряд суттєвих переваг для систем РЕБ. Зокрема, в системі з DRFM немає необхідності з нуля формувати відповідний сигнал для дії на РЛС противника. Для цієї мети використовується приймальний сигнал РЛС, який відповідним чином обробляється.

Системи DRFM багатофункціональні, здатні формувати відповідні імітувальні імпульсні завади і маскувальні шумові завади, працювати у різних режимах заглушення РЛС з різними типами зондувальних радіоімпульсів, як без внутрішньої імпульсної модуляції, так і з внутрішньо імпульсною модуляцією (частотною, фазовою). Наприклад, для РЛС виявлення вони формують численні хибні цілі (рис. 1).

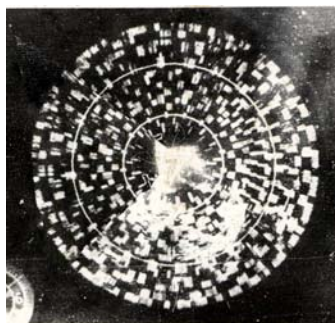


Рисунок 1 – Вигляд ІКО з відмітками від хибних цілей

Під час програмного керування випромінюванням завад, імітується не тільки рух хибних цілей з будь-яким курсом, але й різні види маневру. Усе це приводить до того, що радіолокаційна обстановка виявляється досить складною, доводиться обробляти великий масив даних, розпорошувати сили й засоби, призначені для боротьби з істинними цілями. Вказані особливості завад змушують вживати спеціальні заходи для боротьби з ними [4, 5].

Мета статті – оцінити можливості відомих методів завадозахисту щодо зниження негативного впливу ВІЗ типу DRFM на обробку корисних сигналів та запропонувати альтернативний метод обробки ЛЧМ сигналу на фоні DRFM завади.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

Нехай в РЛС як зондувальний сигнал використовується ЛЧМ радіоімпульс [6]

$$U(t) = U_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t + \pi \beta t^2), \quad 0 \leq t \leq \tau_0. \quad (1)$$

На РЛС діють DRFM завади типу SMSP і C&I. Радіоімпульси DRFM завади типу SMSP тривалістю τ_{SMSP} складаються з однакових коротких фрагментів (дискрет, елементарних імпульсів) тривалістю τ_0/n (рис. 2, в) у n раз меншої тривалості зондувальних радіоімпульсів (ЗРІ) РЛС τ_0 (рис. 2, а), але з такою же девіацією частоти Δf_0 (рис. 2, г), як і в ЗРІ РЛС.

Відповідно, крутість частотної модуляції

$$\beta_{SMSP} = \Delta f_0 / (\tau_0/n) = n \cdot \Delta f_0 / \tau_0 = n \cdot \beta_0 \quad (2)$$

цих фрагментів DRFM завади типу SMSP у n раз більше крутості $\beta_0 = \Delta f_0 / \tau_0$ ЛЧМ імпульсу сигналу. Тривалість імпульсу τ_{SMSP} DRFM завади типу SMSP може дорівнювати тривалості τ_0 ЛЧМ імпульсу РЛС (рис. 2, б) або перевищувати її в 2 або 3 (рис. 2, е) рази. У цьому разі кількість фрагментів в імпульсі DRFM завади становить $(1 \div 3) \cdot n$ (рис. 2, г, е). Метод SMSP ефективний в ході формування відміток хибних цілей в оглядових РЛС із ЛЧМ зондувальними радіоімпульсами, що мають базу меншу ніж 500 [7].

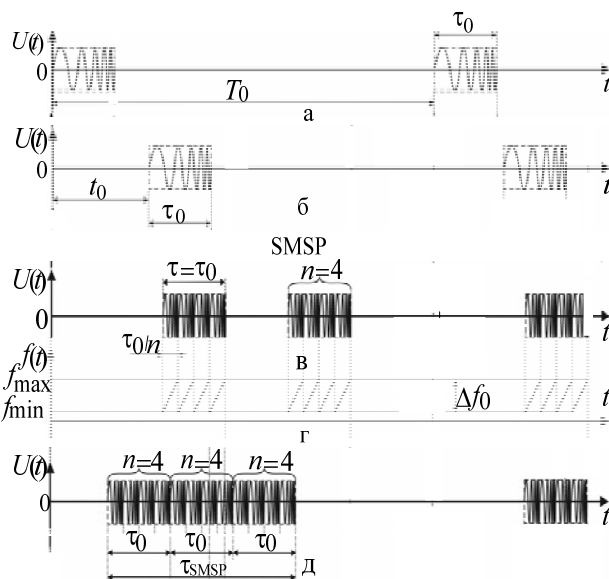


Рисунок 2 – Зондувальні імпульси РЛС (а), відбиті імпульси РЛС (б), DRFM завада типу SMSP тривалістю τ_0 (в) і її закон зміни частоти (г), DRFM завада тривалістю $3\tau_0$ (д)

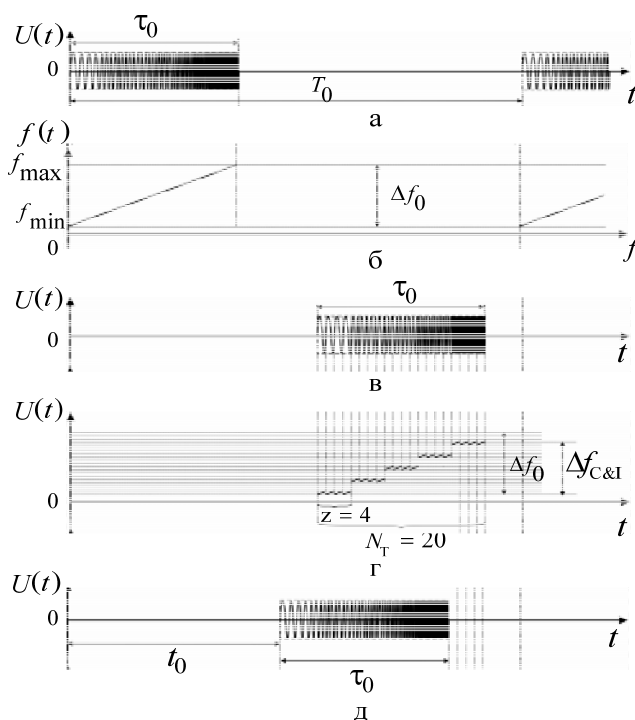


Рисунок 3 – Зондувальні імпульси РЛС (а) і закони зміни їх частоти (б), імпульси DRFM завади типу C&I (в) і закони зміни їх частоти (г), імпульси відбитого від цілі сигналу (д)

DRFM завада типу C&I (рис. 3) являє собою рівномірно розташовані в часі вирізки фрагментів сигналу, прийнятого від РЛС, що заглушується, у межах тривалості зондувального імпульсу РЛС [1, 5, 7]. Принцип формування такої завади полягає у вирізанні потрібних фрагментів із сигналу,

пропускаючи інші, складанні з них переміжних сегментів завади таким чином, щоб кожен сегмент переносив інформацію свого діапазону частот, і тим самим генерування імпульсу DRFM завади типу C&I в цілому.

Сформовані фрагменти DRFM завади – це короткі ЛЧМ радіоімпульси з однаковою девіацією частоти $\Delta f_{\text{fr}} \ll \Delta f_0$ ($\Delta f_{\text{fr}} < \Delta f_0$), але з різною середньою частотою. Девіація частоти $\Delta f_{\text{C&I}}$ завади типу C&I, на відміну від DRFM завади типу SMSP, менше девіації частоти зондувального імпульсу Δf_0 :

$$\Delta f_{\text{C&I}} = \Delta f_0 - (z-1) \cdot \Delta f_{\text{fr}} = \Delta f_0 - (z-1) \cdot \Delta f_0 / N_T. \quad (3)$$

Відомі методи захисту від відповідних завад, що розроблені ще до застосування технології DRFM. Необхідно визначити доцільні методи завадозахисту від DRFM завади.

Як критерій ефективності (відбору) методу використовується значення умовної імовірності правильного виявлення

$$D = N_{\text{пр}} / N_0 \quad (4)$$

корисного сигналу, отриманої експериментально для кожного із методів по суміші корисного сигналу + завада + внутрішній шум приймача.

2 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ

Для придушення імітаційної завади типу DRFM широко використовується підхід, що містить операцію розпізнавання завади [8–14]. Для розпізнавання завади використовують різні відмінності сигналу і завади методи. Зокрема, енергетичні відмінності сигналу і завади [15], різну крутизну частотної модуляції сигналу і завади [16], відмінності частотно-часових портретів сигналу і завади [17], [18]. Дані відмінності пропонуються використовувати в різних моделях машинного навчання [19], [20], [21]. Однак, вказані підходи розпізнавання завад не враховують фактор оперативності [3] обробки прийнятої суміші сигналу і завади.

В той же час відомі методи захисту від імітованих завад поєднують у собі одночасне придушення завад з виділення корисного сигналу. У таблиці №1 наведені основні способи захисту від ВІЗ [22–27]. Нижче обговорюється сутність методів захисту, зазначених у табл. 1, і їх застосовність для захисту від ВІЗ типу DRFM.

Методи 1–3 забезпечують заглушення (ослаблення) завад до входу в приймальний тракт РЛС, а інші – заглушують заваду в трактах обробки.

Перестроювання несучої частоти як метод захисту РЛС від завад використовує відмінність несучих частот корисного сигналу й завади. Спосіб застосовується безпосередньо в ході бойової роботи й

захищає від усіх видів завад, що діють як по головному, так і по бічних пелюстках (ДСА РЛС). Однак для захисту від DRFM завади він є неефективний через однаковість несучих частот корисного сигналу й завади.

Автоматичне регулювання підсилення призначено для виділення корисного сигналу, прийнятого на фоні завади великої потужності. Принцип роботи полягає в тому, щоб за час дії імпульсу завади не відбулося перевантаження приймальної системи.

Поляризаційні відмінності корисного сигналу і завади можуть використовуватись для її заглушення. Для цього РЛС потрібні спеціальні антени для роздільного приймання горизонтальної й вертикальної складової вектора поляризації завади і поляризаційний селектор для заглушення завади. Додаткове обладнання збільшує вартість РЛС.

Таблиця 1– Основні методи захисту РЛС від ВІЗ

№	Назва методу
1.	Перелаштування по несучій частоті
2.	Просторова селекція
3.	Поляризаційна селекція
4.	Перестройка частоти повторення (вобуляція) зондувальних імпульсів
5.	Компенсаційний метод
6.	Селекція за амплітудою
7.	Автоматичне регулювання підсилення
8.	Селекція за тривалістю сигналу
9.	Селекція за частотою повторення сигналу
10.	Оптимальна фільтрація
11.	Селекція за законом модуляції радіоімпульсів

Просторова селекція завади досягається звуженням головної пелюстки й зменшенням рівня бічних пелюсток ДНА і використанні відмінностей у кутових напрямках дії на РЛС корисного сигналу й завади. Для захисту РЛС від синхронних (відповідних) імпульсних завад використовується метод некогерентної компенсації – схема ПБВ. Вона забезпечує ослаблення приймання антеною несинхронних імпульсних завад, завад у відповідь, що діють із напрямків бічних пелюсток. Однак метод неефективний під час дії завади по основній пелюстці ДСА РЛС. Крім цього для реалізації метода потрібно застосовувати додаткове обладнання, що збільшує вартість РЛС.

Селекція за тривалістю сигналу забезпечує захист РЛС від синхронних імпульсних завад, тривалість яких не збігається із тривалістю сигналу РЛС. У цьому разі припускається, що корисний сигнал і завада не мають внутрішньої імпульсної модуляції та завади задовольняють умові $\tau_3 > \tau_i$.

Метод захисту базуються на відмінності ширини спектра одиночних імпульсів завади й корисного сигналу. Як пристрої захисту від вузькосмугових імпульсних завад використовують диференціючі ланцюги у відеотрактах приймача й схеми швидкодіючого (миттєвого) автоматичного регулювання підсилення (ШАРП, МАРП) у трактах

ППЧ. Вони забезпечують заглушення завад, тривалість імпульсів яких суттєво перевищує тривалість імпульсів корисного сигналу.

Однак наведені пристрої захисту будуть неефективні в ході заглушення DRFM завад, що розглядаються, через однакову ширину спектрів завади й відбитого сигналу.

Селекція за амплітудою використовується для заглушення завад різних видів, амплітуда яких перевищує граничне значення. Схеми селекції сигналів за амплітудою забезпечують самобланкування НІЗ, амплітуда яких перевищує встановлений поріг у каналі формування бланка. Недоліком схеми вважається самобланкування сигналів великої амплітуди й проходження завад малої амплітуди.

Селекція за частотою повторення сигналу забезпечує заглушення несинхронних імпульсних завад, період повторення яких відмінний від періоду повторення імпульсів РЛС. До схем, що забезпечують заглушення імпульсних завад на основі відмінностей у структурі їх послідовностей (пачок), відносяться: схеми селекції за частотою повторення; аналогові некогерентні накопичувачі (рециркулятори); накопичувачі й програмні виявлювачі двійково-квантованих сигналів; когерентні накопичувачі. Однак наведені пристрої захисту будуть також неефективні в ході заглушення DRFM завади в силу однаковості періодів повторення завади й відбитого сигналу.

Застосування схем заглушення НІЗ на базі кореляційних АК для заглушення ними НІЗ вважається проблематичним через інерційність інтегруючої ланки корелятора [22], що досягає за розімкнутого ланцюга зворотного зв'язку сотень мікросекунд – одиниць мілісекунд. Імпульси завади, період проходження яких приблизно рівний або перевищує постійну часу інтегратора (на відміну від випадку з безперервною АШЗ), не встигають збудити відповідні коливання в інтеграторі. У цьому разі на виході корелятора регулююча напруга відсутня, що виключає компенсацію завади в суматорі АК. Проте в ряді випадків є можливість застосування АК для заглушення протяжної НІЗ, а також короткоімпульсної завади, період повторення якої приблизно рівний постійній часу інтегратора [22].

Ефективне заглушення імпульсних завад, тривалість яких значно менше тривалості корисного сигналу без внутрішньої імпульсної модуляції, забезпечують схеми ШОВ у складі широкопasmового підсилювача, двостороннього амплітудного обмежника, вузькосmового підсилювача.

Помітний вигравш у відношенні сигнал/завада має місце за умови $\tau_n < \tau_c$. Недоліки схеми [22]: в ході включенні схеми в приймальний тракт РЛС знижується ефективність заглушення завад системою СРЦ, оскільки обмеження сигналів приводить до розширення спектра флуктуацій пасивної завади; під

час дії АШЗ погіршується відношення сигнал/завада в 4π раз; виникнення перехресних спотворень в ході одночасної дії на обмежник корисного сигналу й завади; наявність додаткових втрат в ході обмеження на рівні ефективного значення власних шумів приймача, якщо $P_{\text{шп}}/P_{\text{вп}} < 10$.

Для усунення цих недоліків замість амплітудного обмежника застосовується керований ключ [22]. Прийнятий сигнал аналізується за допомогою схеми виділення завади. Якщо вхідна напруга має характеристики завади, то зазначена схема виробляє керуючу напругу, яка, впливаючи на ключ, закриває приймальний тракт на час дії імпульсної завади. Схема ефективно працює за середніх частот повторення імпульсів завади порядку декількох кілогерців.

Схема ШОВ захищає РЛС із вузькосmовим зондувальним сигналом від коротких імпульсних завад, але не забезпечує захист від завад, тривалість яких приблизно дорівнює або більше тривалості корисного сигналу. Через однаковість тривалості і ширини спектру сигналу і завади схема також неефективна для заглушення DRFM завад. Проте, вона лягла в основу запропонованого методу заглушення DRFM завад.

У РЛС, які використовують зондувальні сигнали із внутрішньо імпульсною модуляцією (частотною, фазовою) застосовуються схеми на основі оптимального (узгодженого) фільтра із обмежником на його вході. Імпульсна завада з відмінним від сигналу законом внутрішньої імпульсної модуляції послабляється оптимальним фільтром і за відсутності обмежника на вході. Інтенсивна ж завада, навіть будучи ослаблена фільтром, може на його вході перевищувати шум і, отже, зберігати свою заважаючу дію. Включення обмежника, як і в схемі ШОВ, дозволяє позбавити заваду енергетичної переваги над шумом на вході фільтра й тим самим забезпечити заглушення завади будь-якої інтенсивності.

Схема теоретично забезпечує заглушення завад будь-якої тривалості, аби тільки закон їхньої внутрішньої імпульсної модуляції відрізнявся від закону модуляції корисного сигналу.

Захист від ВІЗ, до яких відносяться DRFM завади, розділяють на дві частини: захист від випереджальних ВІЗ і захист від ВІЗ по бічних пелюстках ДНА.

Захист від випереджальних ВІЗ може здійснюватись двома способами. Перший спосіб заснований на використанні швидкої по-імпульсної перебудови робочої частоти РЛС. Якщо швидкість перебудови $V_{\text{спс}}$ задовольняє умові $V_{\text{спс}} \geq P_{\text{пр}}/T_{\text{п}}$, то випереджальні імпульси ВІЗ не потраплять у тракт через те, що їх несуча частота буде відповідати частоті РЛС у попередньому циклі випромінювання.

У другому способі використовується зміна запуску й апаратури захисту від НІЗ. Під час зміні $T_{\text{п}}$ від періоду до періоду випереджальні імпульси ВІЗ

здобувають властивості НІЗ і заглушуються в апаратурі захисту від НІЗ.

Реалізація розглянутих способів складна. У розділі 4 пропонується простіший на думку авторів метод заглушення DRFM завад, що базується на основі оптимального (узгодженого) фільтра із обмежником на його вході.

3 МАТЕРІАЛИ І МЕТОДИ

Основні результати отримані методом імітаційного моделювання процедури фільтрації вхідних сигналів в УФ ЛЧМ сигналу, ІХ якого описується відомим виразом [6]:

$$h(t) = U_1 \cos(\omega_0 \cdot (\tau_0 - t) + \pi\beta_0 \cdot (\tau_0 - t)^2), \quad 0 \leq t \leq \tau_0.$$

Амплітуда C його центральної (головної) пелюстки вихідного сигналу УФ пов'язана з амплітудою вхідного імпульсу U_0 залежністю

$$C = U_0 \cdot \sqrt{m} \quad [6].$$

Вихідний ефект є згорткою вхідного сигналу і ІХ фільтра стиску

$$U_{\text{out}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau.$$

Тому в подальшому нормування напруги на виході УФ за умови $U_0 = U_1$ здійснюється величиною

$$k_n = U_0 U_1 m = U_0^2 m.$$

Ефективність методів захисту від завад перевіряється на модельній ситуації формування ВІЗ для відбитого ЛЧМ сигналу з девіацією частоти $\Delta f_0 = 1$ МГц, тривалістю $\tau_{i,c} = 1$ мс та часовим запізненням $t_0 = 2$ мс. В ході моделювання змінюються наступні параметри ВІЗ: часове запізнення першого імпульсу завади $\tau_{i,\text{ВІЗ}}$, кількість імпульсів ВІЗ $n_{i,\text{ВІЗ}}$.

Амплітуди ВІЗ, прийнятого ЛЧМ сигналу та рівні обмеження $U_{\text{пор.об.}}$ задаються у відносних до середньоквадратичного рівню шуму приймача одиницях.

Для ілюстрації ефективності запропонованого методу захисту як вхідний сигнал УФ використовувалась суміш ВІЗ і ЛЧМ сигналу на виході двох обмежувачів, умовно названих стандартним (Соб) і модифікованим (Моб). Дискретні вихідні сигналів обмежувачів описуються виразами:

$$u_{\text{Соб}}(i) = \begin{cases} U_{\text{пор.об.}}, & \text{при } |u_{\text{вх}}(i)| \geq U_{\text{пор.об.}} \\ u_{\text{вх}}(i), & \text{при } |u_{\text{вх}}(i)| < U_{\text{пор.об.}} \end{cases} \quad (5)$$

$$u_{\text{Моб}}(i) = \begin{cases} 0, & \text{при } |u_{\text{вх}}(i)| \geq U_{\text{пор.об.}} \\ u_{\text{вх}}(i), & \text{при } |u_{\text{вх}}(i)| < U_{\text{пор.об.}} \end{cases} \quad (6)$$

Амплітудно-частотні спектри і фазочастотні спектри на вході і виході УФ отримані стандартними процедурами пакету прикладних програм MATLAB.

Адекватність створеної математичної моделі перевірено порівнянням відомих аналітичних результатів з отриманими моделлю і підтверджується збігом АЧС і ФЧС ЛЧМ сигналу, отриманих моделлю і відомими аналітичними формулами [6, формули (3.50), (3.51)].

Спектральна густина ЛЧМ сигналу

$$S(f) = \frac{A_0 \tau_0}{2\sqrt{m}} \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{|C(u_1) + C(u_2)|^2 + |S(u_1) + S(u_2)|^2}$$

$$u_1 = \sqrt{m} \left[1 + \frac{f - f_0}{\Delta f_0} \right], \quad u_2 = \sqrt{m} \left[1 - \frac{f - f_0}{\Delta f_0} \right],$$

$$m = \Delta f_0 \tau_0$$

а його ФЧС

$$\theta_x(f) = -\frac{\tau_0 \Delta f_0}{4} \frac{(f - f_0)^2}{\Delta f_0^2} + \arctg \frac{S(u_1) - S(u_2)}{C(u_1) - C(u_2)}.$$

4 ЕКСПЕРИМЕНТИ

Для обґрунтування відмінного від відомих методу заглушення DRFM завади (п. 2) проаналізуємо вихідні сигнали пристроїв (рис. 4), що містять ЦФ, узгоджений із ЛЧМ радіоімпульсом та обмежником Соб (2) на його вході (пристрій 1) і ЦФ з обмежником Моб (3) на його вході (пристрій 2).

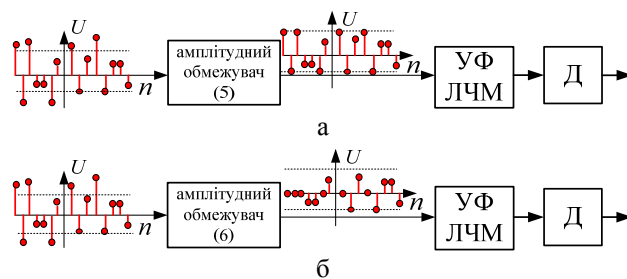


Рисунок 4 – Структура пристрою1 (а) і пристрою 2(б)

Вважається, що суміш потужної DRFM завади й слабого відбитого ЛЧМ сигналу діє по головному променю ДН антени. У цьому випадку апаратура захисту від НІЗ неефективна (п. 2). Також покладається, що у РЛС неможливо реалізувати по-імпульсну перебудову робочої частоти, а ІХ УФ фіксована і узгоджена з ЛЧМ сигналом з девіацією частоти $\Delta f = 1$ МГц та тривалістю $\tau_{i,c} = 1$ мс.

В загальному випадку сигнал, що поступає на пристрої 1, 2, може містити: сигнал, відбитий від цілі+внутрішній шум; заваду+внутрішній шум; суміш заваду+внутрішній шум+ сигнал, відбитий від цілі. Для розуміння сутності запропонованого методу нижче описуються результати обробки двох останніх вхідних впливів.

Нехай на вхід пристрою 1, 2 впливає суміш завади + внутрішній шум. На рис. 5, 6 показані епюри та ФЧС сигналів на вході та виході фільтра стиску УФ пристрою 1 та пристрою 2 під час дії на його вхід DRFM завади типу SMSR (рис. 5) та типу C&I (рис. 6) тривалістю $\tau_{\text{SMSR}} = 1$ мс, кількість згенерованих імпульсів за час тривалості завади $n = 1$ (рис. 5 а, б, в) та $n = 2$ (рис. 5 г, д, е), девіація частоти в імпульсі $\Delta f_{\text{ім}} = 1$ МГц. Відношення h_3 амплітуди завади до прийнятої за одиницю амплітуди U_0 корисного сигналу становить 30 дБ.

На рис. 5 показані обмежені знизу до нульового рівня епюри напруг на виході УФ пристрою 1 (рис. 5 а, б) та пристрою 2 (рис. 5 г, д) під час дії завади, що містить один ($n = 1$) імпульс тривалістю $\tau_{z_i} = \tau_i$ (рис. 5 а, г) та ($n = 2$) імпульси тривалістю $\tau_{z_i} = 0,5\tau_i$ (рис. 5 б, д). На рис. 5 в, е показані ФЧС сигналів на вході і виході пристроїв (рис. 4).

Рівень обмеження встановлено рівним середньоквадратичному відхиленню амплітуди внутрішнього шуму приймача. При цьому значно обмежується енергетична перевага завади над сигналом від цілі.

З теорії фільтрації сигналів відомо, АЧХ УФ повинна збігатися з АЧС сигналу, який оброблятиметься у фільтрі. Його ФЧХ з точністю до множника запізнення протилежна ФЧС сигналу.

АЧС завади типу SMSP завжди збігається з АЧС сигналу від цілі, що імітується. Його ФЧС може відрізнитись. У випадку $\tau_{z_i} = \tau_i$ ФЧС завади на вході фільтра стиску (на виході Соб) співпадає з ФЧС на вході пристрою 1, і не відрізняється від ФЧС відбитого від цілі сигналу.

Для даного випадку стандартний обмежувач не змінює ФЧС завади. Фільтр стиску узгоджений як з сигналом, так і з імпульсом завади. На виході УФ після закінчення впливу завади (1 мс) формується стиснутий імпульс, пропорційний імпульсу, що сформувався би в ході обробки УФ відбитого від цілі сигналу.

Епюри на рис. 5 б, д описують ситуацію двох імпульсів завади, кожен з яких дорівнює $\tau_{z_i} = 0,5\tau_i$. ФЧС завади на виході Соб (5) збігається з ФЧС на вході, але відрізняється від ФЧС відбитого від цілі сигналу. В цьому й інших випадках за $n > 2$ фільтр стиску розузгоджений з імпульсом завади. Вихідний сигнал фільтра стиску по кожному із імпульсів завади не має чіткого максимуму. Результуючий сигнал по всім імпульсам завади як сума їхньої обробки в УФ являє собою шумоподібний сигнал подвоєної тривалості завади.

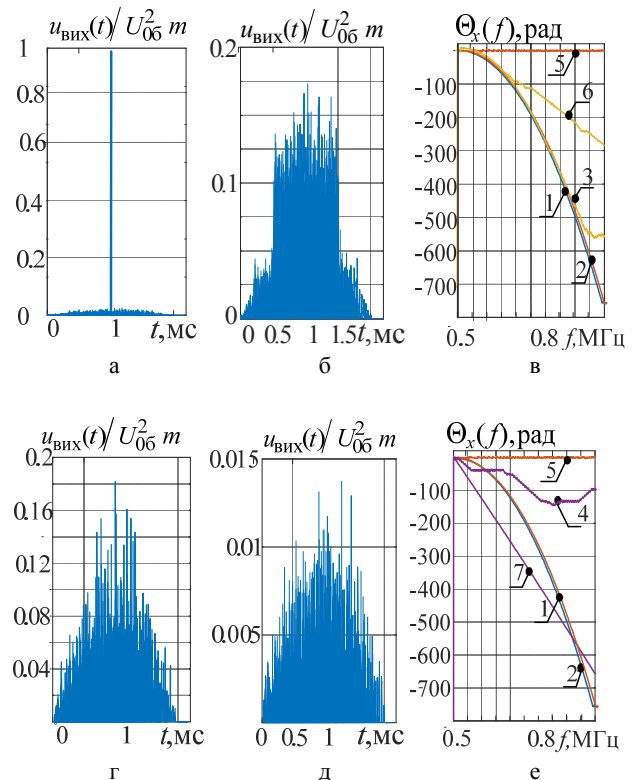


Рисунок 5 – Епюри сигналів на виході УФ пристрою 1 (а, б) та пристрою 2 (г, д) в ході подачі на вхід завади типу SMSP з $\tau_{z_i} = \tau_i$ (а, г) і $\tau_{z_i} = 0,5\tau_i$ (б, д) та ФЧС сигналів в окремих точках пристроїв 1, 2; 1 – ФЧС ЛЧМ сигналу; 2 – ФЧС завади на вході УФ пристроїв 1, 2 під час дії завади з $\tau_{z_i} = \tau_i$; 3 – ФЧС завади на виході обмежувача пристрою 1 під час дії завади з $\tau_{z_i} = \tau_i$; 5 – ФЧС завади на вході пристроїв 1, 2 під час дії завади з $\tau_{z_i} = 0,5\tau_i$; 6 – ФЧС завади на виході пристрою 1 під час дії завади з $\tau_{z_i} = 0,5\tau_i$; 4 – ФЧС завади на вході УФ пристрою 2 під час дії завади з $\tau_{z_i} = \tau_i$; 7 – ФЧС завади на вході УФ пристрою 2 під час дії завади з $\tau_{z_i} = 0,5\tau_i$

На відміну від обмежувача (5) обмежувач пристрою 2 в силу (6) спотворює часову структуру завади і, відповідно, змінює її ФЧС (рис. 5, е, крива 4), що унеможливило узгоджену фільтрацію завади. Замість максимуму формується розмазаний в часі сигнал, потужність якого зменшується пропорційно зменшенню значенню рівня обмеження.

Модифікований обмежувач спотворює ФЧС завади і не впливає на ФЧС відбитого сигналу.

На рис. 6 показані уявлення процесу обробки прийнятих сигналів в часовій області DRFM завади типу C&I, яка має наступні параметри: тривалість $\tau_{S\&I} = 1$ мс, кількість згенерованих пакетів за час тривалості завади з різною девіацією частоти $n_{\text{пак}} = 3$, кількість згенерованих імпульсів у пакеті $n = 4$.

АЧС (рис. 6, в) і ФЧС завади типу C&I завжди не збігається з АЧС сигналу від цілі, що імітується. Однак імпульси такої завади можуть добре

обробляться в пристрої 1. Пояснення цьому, на перший погляд нелогічному результату, надаються в розділі 5.

Аналіз результатів моделювання показує принципово різні ефекти від обробки завади в УФ пристроїв 1, 2. Вихідний ефект фільтра стиску під час дії на його вхід імпульсу DRFM завади типу SMSP являє собою суцільний шумоподібний сигнал і маскуватиме стиснутий сигнал від цілі.

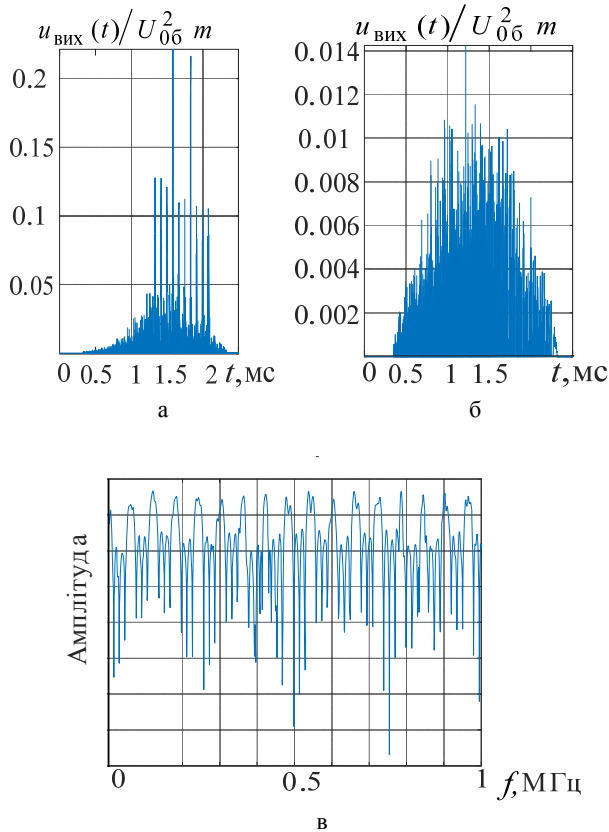


Рисунок 6 – Епюри сигналів на виході УФ пристрою 1 (а) та пристрою 2 (б) в ході подачі на вхід завади типу С&І та АЧС сигналу на вході УФ пристроїв 1, 2 (в)

Вихідний ефект фільтра стиску в ході дії на його вхід імпульсу DRFM завади типу С&І має багатопелюсткову (багатопікову) структуру, створюючи ефект хибних цілей (рис. 6, а). Положення згрупованих хибних цілей є керованим, що забезпечує появу хибних сигналів до або після стиснутого корисного сигналу.

Однак сформовані хибні цілі мають різну інтенсивність через різну кількість фрагментів DRFM завади, які використовуються для їхнього формування.

Тепер нехай на вхід пристроїв 1, 2 діє суміш завади+внутрішній шум+ сигнал, відбитий від цілі. Сигнал від цілі слабкий ($U_0 = 1$) і обмежувач не змінює амплітуду сигналу.

На рис.7,а, б показані епюри напруг на виході УФ пристроїв 1, 2 для модельної ситуації сигнал + завада типу SMPS. Завада випереджає прийнятий від цілі

ЛЧМ сигнал. Вона не перекриває корисний сигнал. Справжній максимум від цілі знаходиться на часовій осі у точці 2 мс.

Змодельована ситуація двох імпульсів завади, кожен з яких дорівнює 0,5 тривалості імпульсу корисного сигналу. Вважається, що сигнал від цілі слабкий, а рівень обмеження вибирається таким, що не обмежує амплітуду сигналу. В даному випадку він дорівнює рівню сигналу від цілі. На рис. 7 видно стиснуті імпульси в точці (2 мс) справжнього знаходження стиснутого від цілі сигналу. Їх амплітуда дорівнює $U_{0\text{вих}} = 1$, що, як впливає із теорії, й повинно бути після нормування (див. п. 3). Це є ще одним способом тестування моделі, що використовується.

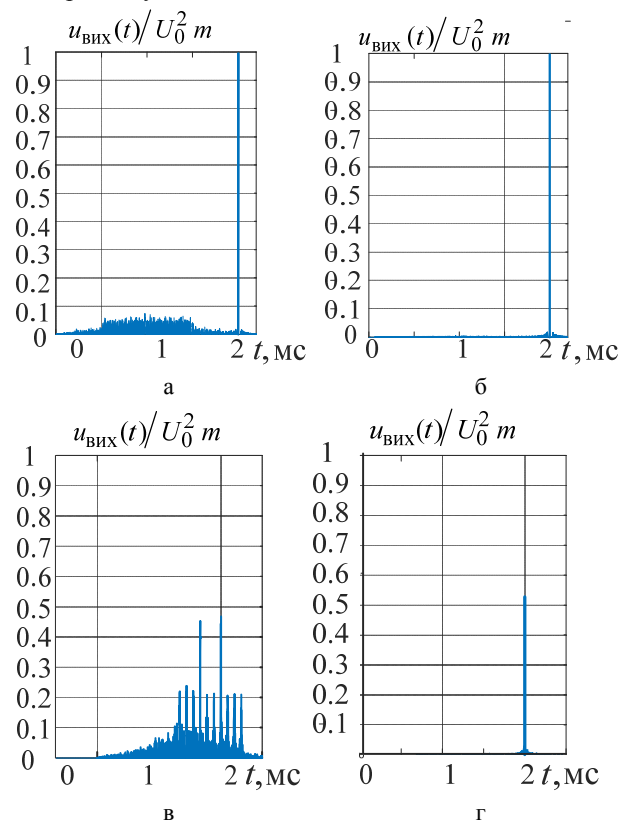


Рисунок 7 – Епюри сигналів на виході УФ пристрою 1 (а, в), пристрою 2 (б, г) під час дії суміші відбитого від цілі сигналу і завади типу SMSP (а, б) і С&І (в, г)

Із рис. 7 випливає, що пристрій 1 з обмежувачем (5) можна використовувати для виявлення сигналів від цілі фоні завади типу SMSP (див. рис. 7, а). Однак вказаний пристрій може бути неефективним під час обробки суміші корисного сигналу і завади типу С&І (див. рис. 7, в). Причина цьому максимуми, сформовані УФ по імпульсам завади.

В той же час пристрій 2 з обмежувачем (6) впевнено виділяє сигнал від цілі. Максимум сформовано в момент закінчення дії ЛЧМ сигналу ($\tau_0 = 1$ мс) з врахуванням запізнення ($t_0 = 1$ мс) сигналу.

На рис. 8 приведені графіки ймовірності правильного виявлення сигналу від цілі за кількістю правильних рішень по суміші внутрішній шум приймача + завада + (сигнал від цілі). Завада типу С&І з параметрами, що відповідають умовам моделювання рис. 6.

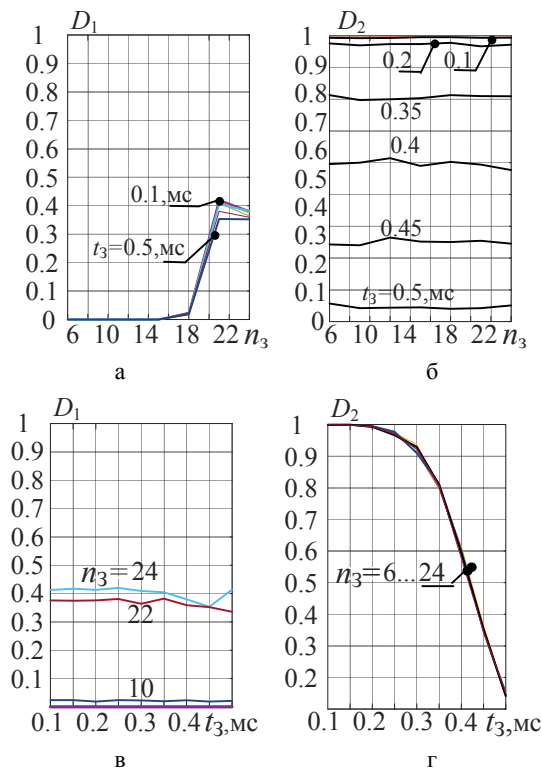


Рисунок 8 – Ймовірність правильного виявлення сигналу від цілі пристроєм 1 (а, в) та пристроєм 2 (б, г)

Завада випереджає прийнятий від цілі ЛЧМ сигнал. Запізнення завади відносно початку відліку змінюється в діапазоні $t_3 = 0,1 \dots 0,5$ мс, що, відповідно, змінює величину перекриття завади і корисного сигналу на вході УФ. Кількість імпульсів в пакеті теж змінюється в межах $n_3 = 6 \dots 24$. Справжній максимум від цілі після УФ знаходиться на часовій осі у точці 2 мс.

Видно, що ймовірність правильного виявлення сигналу від цілі D_1 пристроєм 1 не залежить від величини перекриття сигналів завади і цілі (рис. 8, в) на відміну від відповідної ймовірності D_2 пристрою 2 (рис. 8 г). В свою чергу, ймовірність D_2 пристрою 2 не залежить від кількості імпульсів в заваді (рис. 8, б) на відміну від ймовірності D_1 (рис. 8, а). Загалом, в переважній більшості випадків ймовірність правильного виявлення сигналу від цілі D_1 пристроєм 1 нижча за відповідну ймовірність D_2 пристроєм 2.

Криві рис. 8 якісно ілюструють відмінності в ефективності пристроїв 1, 2. Виграш у значенні D , що забезпечує пристрій 2, залежить тільки від

величини перекриття корисного сигналу і завади. Конкретні кількісні значення D можуть відрізнитись (наприклад, під час збільшення порогу виявлення). Але співвідношення між ефективностями пристроїв 1, 2 не зміняться.

5 РЕЗУЛЬТАТИ

Результатом проведених досліджень є наступне:

1. Визначено характер негативного впливу DRFM завод на обробку відбитого від цілі сигналу. Завада типу SMSR має імітувально – маскувальний ефект (див. рис.5), а типу С&І – імітувальний та формує відмітки від неіснуючих цілей (див. рис.6).

2. Відомі способи захисту від ВІЗ не придатні для зниження негативного впливу DRFM завади на обробку сигналу, відбитого від цілі.

3. Пристрій з двостороннім обмежником амплітуди на вході фільтра стиску, що зазвичай використовується для заглушення ВІЗ, неефективний для заглушення DRFM завади.

4. Пристрій з двостороннім обмежником амплітуди на вході УФ знижує відношення сигнал/шум, якщо амплітуда сигналу, відбитого від цілі, більше рівня порогу обмеження.

5. Як фільтр стиску для малобазових ЛЧМ сигналів може використовуватись фільтр, узгоджений з ЛЧМ сигналом з великою базою, хоча такі УФ не призначені для обробки ЛЧМ сигналів з малими базами. Дана обставина пояснює ефект формування хибних відміток від DRFM завади типу С&І.

6. Визначені умови узгодженої фільтрації малобазових імпульсних ЛЧМ в фільтрах, узгоджених з сигналами з великими базами. Достатньою умовою є збіг ФЧС малобазового сигналу з відповідною ділянкою ФЧС великобазового сигналу.

7. Обмеження рівня сигналів перед їх обробкою в фільтрі стиску усуває енергетичну перевагу завади над корисним сигналом, але не впливає на форму ФЧС завади. Ця особливість амплітудних обмежувачів є причиною неефективної обробки корисного сигналу на фоні DRFM завади типу С&І в пристроях амплітудний обмежувач – УФ.

8. Заглушити потужні відповідні імпульсні завади можливо вилученням спектральних складових завади із спектра вхідної суміші. В основі запропонованого методу заглушення ВІЗ лежить природне припущення про належність до відліків завади потужних відліків вхідної суміші. В ході цифрової обробки реалізується обнуління відліків, що перевищують заданий рівень обмеження.

В наступному розділі надаються пояснення отриманим результатам.

6 ОБГОВОРЕННЯ

Спочатку обгрунтуємо різні результати фільтрації у фільтрі стиску завод типу SMSR (рис. 5), (рис. 7, а,б) і типу С&І (рис. 6), (рис. 7. в,г). Зазначимо, що завади у фільтрі обробляються по-імпульсно, а стиснення

імпульсу відбувається у випадку збігу ФЧС завади і ФЧС ЛЧМ сигналу.

Неважко показати, що ФЧС імпульсу завади типу SMSR і типу S&I описуються, відповідно, наступними виразами:

$$\theta_{x.3}(f) = -\frac{\tau_{3,i}(f-f_0)^2}{\Delta f_0} \quad (7)$$

$$\theta_{x.3}(f) = -\frac{\tau_0 f^2}{\Delta f_0},$$

$$(f_{03}(i) - \frac{\Delta f_{03}}{2}) < f \leq (f_{03}(i) + \frac{\Delta f_{03}}{2}), \quad (8)$$

$$f_{03}(i) = f_{03}(i-1) + \frac{\Delta f_0}{n}.$$

На рис. 9 показані нормовані до бази m сигналу ФЧС імпульсів завади типу SMSR (а) і типу S&I (б). Криві 1 на графіках відповідають ФЧС сигналу з девіацією частоти $\Delta f_0 = 1$ МГц, тривалістю $\tau_0 = 1$ мс.

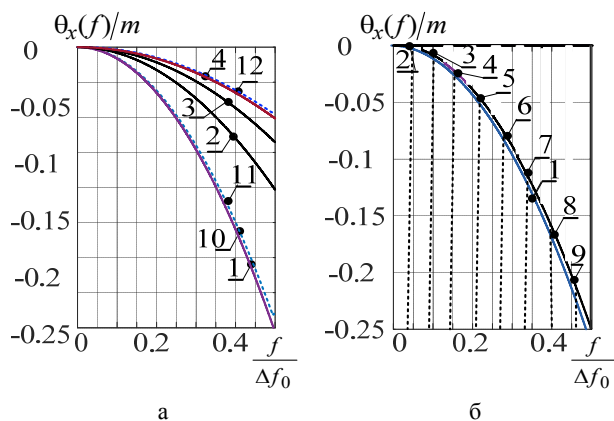


Рисунок 9 – ФЧС імпульсу завади типу SMSR (а) і типу S&I (б)

Криві 2–8 відображають ФЧС імпульсів завади відповідного типу, розрахованих за формулами (7), (8). Криві 11, 12 одержані експериментально. Тривалість імпульсів завади типу SMSR складала $\tau_{i.3} = \tau_0$ (крива 10), $\tau_{i.3} = (1/2)\tau_0$ (крива 2), $\tau_{i.3} = (1/3)\tau_0$ (крива 3), $\tau_{i.3} = (1/4)\tau_0$ (крива 4). Кількість імпульсів типу S&I $n_3 = 8$, тривалість кожного $\tau_{i.3} = (1/8)\tau_0$, а девіація частоти $(1/8) \cdot \Delta f_0$.

Видно, що ФЧС імпульсу завади типу SMSR (рис. 9, а) за $n > 1$ відрізняється від ФЧС ЛЧМ сигналу. Оскільки фільтр стиску узгоджений з імпульсом сигналу й не є узгодженим для фрагмента імпульсу DRFM завади, яка має іншу крутість частотної модуляції (див. рис. 2), то вихідні ефекти сигналу і фрагмента завади (див. рис. 3) суттєво відрізняються.

ВІЗ типу SMSP – це ЛЧМ імпульси завади з девіацією частоти корисного сигналу, але в загальному випадку іншою тривалістю імпульсів тобто з величиною бази, що відрізняється від бази ЛЧМ сигналу.

Якщо завада містить один імпульс тривалістю $\tau_{i.3} = \tau_{i.c}$, то на виході УФ формується максимум з амплітудою, пропорційною енергії завади (див. рис. 5, а). Ситуація відповідає узгодженій фільтрації корисного сигналу.

Якщо завада складається з одного імпульсу тривалістю $\tau_{i.3} = 0,5 \tau_{i.c}$, то на виході УФ максимум розмивається (розширюється і зменшується за амплітудою). Максимум на виході УФ розширюється в ході зміни $\tau_{i.c}$ в різні сторони від $\tau_{i.c} = 1$ мс.

Якщо завада сформована як два з'єднані імпульси тривалістю $\tau_{i.3} = 0,5 \tau_{i.c}$, то на виході УФ максимум є суміш результатом обробки кожного. Результат – в два рази ширший розмитий імпульс, амплітуда якого може перевищувати амплітуду відгуку УФ на ЛЧМ сигнал (див. рис. 5). Завада маскує відбиття від цілі.

Формування піків і провалів у сумарному відгуку фільтра на DRFM завади типу SMSP залежить від співвідношення амплітуд і фаз у відгуках фільтра на кожний фрагмент завади. Причому кількість вихідних піків може перевищувати кількість вхідних фрагментів завади.

На відміну від ФЧС рис. 9, а результуючий ФЧС завади типу S&I (рис. 9, б, криві 2–9) являє собою суму спектрів кожного імпульсу завади. Середні частоти спектрів послідовно, починаючи зі спектра першого імпульсу, зсуваються на фіксовану величину $f_{зсув} = \Delta f_0 / (n_3)$. ФЧС окремого імпульсу завади повторює відповідну ділянку ФЧС ЛЧМ сигналу. Таким чином виконуються умови узгодженої фільтрації як ЛЧМ сигналу, так і ЛЧМ завади. Завдяки цій обставині формуються стиснуті імпульси для кожного імпульсу завади (див. рис. 7, в).

Амплітуди максимумів на виході УФ пропорційні енергії вхідних сигналів. Тобто за традиційно значно більшої енергії завади порівняно з прийнятим відбитим сигналом формуються максимуми, які є імітацією сигналу від цілі.

Фізичне пояснення ефективного процесу обробки суміші ВІЗ і прийнятого ЛЧМ сигналу в УФ пристрою 2 полягає у природному припущенні, що потужна завада проявлятиметься у великих амплітудах дискрет в ході дискретизації за часом прийнятої суміші. Обнуління цих дискрет приводить до спотворення часової структури завади, але не чіпає дискрет слабкого сигналу від цілі. Амплітуда стиснутого сигналу зменшується пропорційно величині перекриття сигналу завади (див. рис. 8).

Відмінність в «поведінці» кривих на рис. 8, що відповідають пристроям 1, 2, полягає у різних підходах до усунення негативного впливу завади на результат обробки вхідної суміші. Зменшення

значення D_2 (рис. 8, г) пропорційно збільшенню величини перекриття сигналу і завади (n_3) пояснюється збільшенням кількості дискрет вхідного сигналу, що містять суміш завади + сигнал, і будуть обнулятися в обмежувачі (2). Дана обставина пояснює незалежність D_2 від n_3 (рис. 8, б).

Зростання значень D_1 відповідно збільшенню n_3 (рис. 8, а) обумовлено «попаданням» стиснутого імпульсу, сформованого УФ по одному імпульсу із набору імпульсів завади, в місце справжнього положення відгуку УФ на сигнал від цілі.

ВИСНОВКИ

У статті розв'язано задачу виділення ЛЧМ сигналу, відбитого від цілі, на фоні відповідних імітувальних завад.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в тому, що набула подальшого розвитку практика завадозахисту РЛС з імпульсними ЛЧМ зондувальними сигналами від ВІЗ, а саме запропоновано пристрій, що виявляє відбитий сигнал на фоні ВІЗ такому сигналу.

Набула подальшого розвитку практика узгодженої фільтрації складних сигналів, а саме визначені умови узгодженої фільтрації малобазових імпульсних ЛЧМ сигналів у фільтрах, узгоджених із сигналами з великими базами. Достатньою умовою є збіг ФЧС малобазового сигналу з відповідною ділянкою ФЧС великобазового сигналу.

Практична цінність досліджень полягає в тому, що запропонований пристрій обробки, який в переважній більшості практичних випадків забезпечує приблизно вдвічі більше значення ймовірності правильного виявлення сигналу, відбитого від цілі, порівняно з відомими пристроями обробки.

ПОДЯКИ

Робота проведена за підтримки держбюджетної науково-дослідної роботи Харківського національного університету радіоелектроніки «Методи і засоби виявлення безпілотних літальних апаратів системи захисту військових і критично важливих об'єктів інфраструктури» (№ держ. реєстрації – 0121U109998).

ЛІТЕРАТУРА

1. Cancellation of complicated DRFM range false targets via temporal pulse diversity / Gang Lu [et al.] // *Progress In Electromagnetics Research C*. – 2010. – Vol. 16. – P. 69–84. <https://doi.org/10.2528/PIERC10061401>
2. Chen X. Y. DRFM-Based Jamming Signal Recognition Method Guided by Target Detection / Xiao Ying Chen, Ying Liu, Cheng Wang // *Procedia Computer Science*. – 2023. – Vol. 221. – P. 1013–1020. <https://doi.org/10.1016/j.procs.2023.08.082>
3. Compound Radar Jamming Recognition Based on Signal Source Separation / Hongping Zhou [et al.] // *Signal*

- Processing. – 2023. – P. 109246. <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2023.109246>
4. Smolyakov A. Design of DRFM-based Several Radar Targets Simulator Using FPGA / A. Smolyakov, A. Podstrigaev // In 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, Saint Petersburg, Russia, 26–29 January 2021 : proceedings. – Saint Petersburg, 2021. – P. 1694–1699. doi: 10.1109/EIConRus51938.2021.9396154.
5. ECM techniques to counter pulse compression radar: patent 7.081.846 B1 United States Wilmington DE (US): G01S7/38 / M. J. Sparrow, J. Cikaló. – No. 10/877.192 ; applied on 25.06.2004 ; published on 25.07.2006. – 14 p.
6. Cook C. Radar Signals: An Introduction to Theory and Application / Charles Cook. – [S. l.] : Elsevier Science & Technology Books, 2012.
7. Pulse DRFM jamming formation and its mathematical simulation / [V. Riabukha, A. Semeniaka, Ye. Katiushyn, D. Atamanskiy] // 2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week, Ukrainian, 14–18 November 2022: proceedings. – Ukrainian, 2022. doi: 10.1109/UkrMW58013.2022.10037145.
8. Simulation research on classification and identification of typical active jamming against LFM radar / Meng Gao et al. // Eleventh International Conference on Signal Processing Systems, Chengdu, China, 15–17 November 2019 / ed. by K. Mao. – [S. l.], 2019. <https://doi.org/10.1117/12.2559607>
9. JRNet: Jamming Recognition Networks for Radar Compound Suppression Jamming Signal / Qizhe Qu et al. // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. – 2020. – P. 1. <https://doi.org/10.1109/tvt.2020.3032197>
10. Fast Complex-Valued CNN for Radar Jamming Signal Recognition [Electronic resource] / Haoyu Zhang et al. // *Remote Sensing*. – 2021. – Vol. 13, No. 15. – P. 2867. <https://doi.org/10.3390/rs13152867>
11. SAR Image Active Jamming Type Recognition Based on Deep CNN Model[J] / Chen Siwei et al. // *Journal of Radars*. – 2022. – Vol. 11, No. 5. – P. 897–908. doi: 10.12000/JR22143.
12. Jamming recognition algorithm based on variational mode decomposition / Hongping Zhou et al. // *IEEE Sensors Journal*. – 2023. – Vol. 23, No. 15. – P. 17341–17349. doi: 10.1109/JSEN.2023.3283397.
13. One-dimensional Radar Active Jamming Signal Recognition Method Based on Bayesian Deep Learning / Ma B. J. et al. // *Signal Process.* – 2023. – Vol. 39. – P. 235–243. <https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2023.02.005>.
14. Open world recognition of communication jamming signals [Electronic resource] / Yan Tang et al. // *China Communications*. – 2023. – Vol. 20, No. 6. – P. 199–214. <https://doi.org/10.23919/jcc.2023.00.029>
15. Meng Y. Multi-Label Radar Compound Jamming Signal Recognition Using Complex-Valued CNN with Jamming Class Representation Fusion / Yunyun Meng, Lei Yu, Yinsheng Wei // *Remote Sensing*. – 2023. – Vol. 15, No. 21. – P. 5180. <https://doi.org/10.3390/rs15215180>
16. Method for detecting DRFM deception jamming based on LFM rate matching / Y. Lu et al. // *Journal of Xidian University*. – 2014. – Vol. 41. – P. 67–73. doi: 10.3969/j.issn.1001-2400.2014.05.012.
17. Radar signal recognition based on singular value entropy and fractal dimension / Z. Qu et al. // *Systems Engineering and Electronics*. – 2018. – Vol. 40, No. 2. – P. 303–307. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2018.02.10.

18. Time-frequency domain feature extraction algorithm based on linear discriminant analysis / Liu Lifang et al. // *Systems Engineering and Electronics*. – 2019. – Vol. 41, No. 10. – P. 2184–2190. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2019.10.05.
19. LPI Radar Waveform Recognition Based on Multi-Resolution Deep Feature Fusion / Xue Ni et al. // *IEEE Access*. – 2021. – Vol. 9. – P. 26138–26146. <https://doi.org/10.1109/access.2021.3058305>
20. Radar Deception Jamming Recognition Based on Weighted Ensemble CNN With Transfer Learning / Qinzhe Lv et al. // *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. – 2022. – Vol. 60. – P. 1–11. <https://doi.org/10.1109/tgrs.2021.3129645>
21. Zhou H. Recognition of Radar Compound Jamming Based on Convolutional Neural Network / Hongping Zhou, Lei Wang, Zhongyi Guo // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. – 2023. – Vol. 59, No. 6. – P. 7380–7394. <https://doi.org/10.1109/taes.2023.3288080>
22. Skolnik M. I. *Radar Handbook* / Merrill I. Skolnik. – [S. l.] : McGraw-Hill Education, 2021. – 1408 p.
23. Van Brandt L. B. *Handbook of methods of electronic suppression and jamming systems with radar control* / L. B. Van Brandt. – USA. : EW Engineering, Inc, 1978. – 504 p.
24. Chasovsky V. A. *Digital System of Asynchronous Pulse Noise Cancellation* / V. A. Chasovsky, M. P. Chernoborodov // *Telecommunications and Radio Engineering*. – 2003. – Vol. 59, № 1–2. – P. 151–159. <https://doi.org/10.1615/telecomradeng.v59.i12.160>

Received 24.01.2024.
Accepted 25.07.2024.

UDC 621.396.96:551.501.815

THE METHODS OF PROTECTION FROM THE PULSE DRFM JAMMING

Atamanskyi D. V. – Dr. Sc., Professor, Professor, Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine.

Riabukha V. P. – Dr. Sc., Professor, Professor, Kharkiv National University of Radioelectronics, Kharkiv, Ukraine.

Vasylyshyn V. I. – Dr. Sc., Professor, Head of Department, Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine.

Semeniaka A. V. – PhD, Senior Researcher, Kharkiv National University of radioelectronics, Kharkiv, Ukraine.

Katyushyn E. A. – Researcher, Kharkiv National University of Radioelectronics, Kharkiv, Ukraine.

Stovba R. L. – Teacher, Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University, Kharkiv, Ukraine.

ABSTRACT

Context. The repeater reusable pulse jamming like DRFM (Digital Radio Frequency Memory) significantly complex the radar situation for radar with LFM probing signals. Besides of the marks from the existing targets the other marks are arising on the radar PPI-screen that simulate analogous to them false targets. The known methods of struggle with the repeater reusable pulse jamming like DRFM are inefficient that caused by specificity of the jamming. The synthesis of the methods of the struggle with such jamming is the actual problem

Objective. The estimation of possibilities of the known methods of noise immunity for reduction of the negative influence of pulse jamming like DFRM on the processing of the useful signals and suggestion of the alternative method of LFM signal processing on the DFRM jamming background.

Method. The efficiency of the methods is defined experimentally on the results of simulation and comparison of them with the known results presented in the literature

The results. The inefficiency of the known methods of protection from repeater pulse jamming for reduction of the negative influence of DRFM jamming on the processing of the signal reflected from the target is justified. The character of negative influence of DRFM jamming on the processing of the signal reflected from the target is defined. These jammings can create as masking effect as imitate the marks from the non-existing targets. It is shown, that device with two-side amplitude limitation on the input of compression filter which traditionally used for suppression of repeater pulse jamming is inefficient for suppression of DRFM jamming.

It is shown, that as compression filter for LFM signals with small base the filter matched with big base LFM signal can be used. However, these matched filters are not designed for LFM signal with small bases.

The conditions of matched filtration of small base pulse LFM signals in the filters matched with big base signal are defined. The sufficient condition of the matched filtration of small base signal is coinciding of their phase frequency characteristic with corresponding area of the phase frequency characteristic of the big base signal. This fact explains the effect of forming of the maximums on the output of compression filter for pulsed of DRFM jamming and the effect of forming of false marks from targets

It is shown that limitation of the level of signals before their processing in the compression filter remove the energetic advantage of jamming above useful signal, however, do not influences in the form of phase frequency characteristic of jamming. This detail of the amplitude limiter is the reason of ineffective processing of the useful signal on the background of DRFM jamming in the devices like amplitude limiter-compression filter.

The method of suppression of repeater pulse jamming is proposed. The natural assumption about correspondence of powerful samples of the input mixture to jamming samples is on the base of this method

In the case of digital processing this can be realised by nullifying the samples which are above the defined level of limiter. It is shown that processing devices, which uses such limitation, provides the effective processing of the useful signal on the background of DRFM jamming.

Conclusions. The scientific novelty of the obtained results is in the further development of practice of noise immunity of the radar with LFM probing signal, specifically the device that detects the reflected signal on the background of the repeater pulse jamming is proposed. The practice of matched filtration of complex signals obtains the further development, namely, the conditions of matched filtration of LFM signals with small base in the filters matched with the signals with big bases are determined. The

sufficient condition is the coincidence of phase frequency spectrum of the small base signal with corresponding area of phase frequency spectrum of the big base signal.

The practical importance of investigation is that the processing device is proposed. This device provides the value of correct detection of the signal reflected from the target approximately twice as much to the known processing devices in the most cases.

KEYWORDS: method, DRFM jamming, LFM pulse, radar, mathematical simulation, repeater pulse jamming.

REFERENCES

1. Gang Lu et al. Cancellation of complicated DRFM range false targets via temporal pulse diversity, *Progress In Electromagnetics Research C*, 2010, Vol. 16, pp. 69–84. <https://doi.org/10.2528/pierc10061401>
2. Chen X. Y., Liu Y., Wang C. DRFM-Based Jamming Signal Recognition Method Guided by Target Detection, *Procedia Computer Science*, 2023, Vol. 221, pp. 1013–1020. <https://doi.org/10.1016/j.procs.2023.08.082>
3. Zhou Hongping et al. Compound Radar Jamming Recognition Based on Signal Source Separation, *Signal Processing*, 2023, P. 109246. <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2023.109246>
4. Smolyakov A., Podstrigaev A. Design of DRFM-based Several Radar Targets Simulator Using FPGA, In *2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, Saint Petersburg, Russia, 26–29 January 2021 : proceedings*. Saint Petersburg, 2021, pp. 1694–1699. doi: 10.1109/EIConRus51938.2021.9396154.
5. Sparrow M. J., Cikalo J. ECM techniques to counter pulse compression radar: patent 7.081.846 B1 United States Wilmington DE (US): G01S7/38/, No. 10/877.192; applied on 25.06.2004; published on 25.07.2006, 14 p.
6. Cook C. Radar Signals: An Introduction to Theory and Application, [S. l.]: Elsevier Science & Technology Books, 2012.
7. Riabukha V., Semeniaka A., Katiushyn Ye., Atamanskiy D. Pulse DRFM jamming formation and its mathematical simulation, *2022 IEEE 2nd Ukrainian Microwave Week, Ukrainian, 14–18 November 2022: proceedings*. Ukrainian, 2022. doi: 10.1109/UkrMW58013.2022.10037145.
8. Gao Meng et al. ed. by K. Mao Simulation research on classification and identification of typical active jamming against LFM radar, *Eleventh International Conference on Signal Processing Systems*. Chengdu, China, 15–17 November 2019, [S. l.], 2019. <https://doi.org/10.1117/12.2559607>
9. Qu Qizhe et al. JRNet: Jamming Recognition Networks for Radar Compound Suppression Jamming Signal], *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2020, P. 1. <https://doi.org/10.1109/tvt.2020.3032197>
10. Zhang Haoyu et al. Fast Complex-Valued CNN for Radar Jamming Signal Recognition [Electronic resource], *Remote Sensing*, 2021, Vol. 13, No. 15, P. 2867. <https://doi.org/10.3390/rs13152867>
11. Chen Siwei et al. SAR Image Active Jamming Type Recognition Based on Deep CNN Model[J], *Journal of Radars*, 2022, Vol. 11, No. 5, pp. 897–908. doi: 10.12000/JR22143.
12. Zhou Hongping et al. Jamming recognition algorithm based on variational mode decomposition, *IEEE Sensors Journal*, 2023, Vol. 23, No. 15, pp. 17341–17349. doi: 10.1109/JSEN.2023.3283397.
13. Ma B. J. et al. One-dimensional Radar Active Jamming Signal Recognition Method Based on Bayesian Deep Learning, *Signal Process*, 2023, Vol. 39, pp. 235–243. <https://doi.org/10.16798/j.issn.1003-0530.2023.02.005>.
14. Tang Yan et al. Open world recognition of communication jamming signals [Electronic resource], *China Communications*, 2023, Vol. 20, No. 6, pp. 199–214. <https://doi.org/10.23919/jcc.2023.00.029>
15. Meng Y., Yu L., Wei Y. Multi-Label Radar Compound Jamming Signal Recognition Using Complex-Valued CNN with Jamming Class Representation Fusion, *Remote Sensing*, 2023, Vol. 15, No. 21, P. 5180. <https://doi.org/10.3390/rs15215180>
16. Lu Y. et al. Method for detecting DRFM deception jamming based on LFM rate matching, *Journal of Xidian University*, 2014, Vol. 41, pp. 67–73. doi: 10.3969/j.issn.1001-2400.2014.05.012.
17. Qu Z. et al. Radar signal recognition based on singular value entropy and fractal dimension, *Systems Engineering and Electronics*, 2018, Vol. 40, No. 2, pp. 303–307. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2018.02.10.
18. Lifang L. et al. Time-frequency domain feature extraction algorithm based on linear discriminant analysis, *Systems Engineering and Electronics*, 2019, Vol. 41, No. 10, pp. 2184 – 2190. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2019.10.05.
19. Ni Xue et al. LPI Radar Waveform Recognition Based on Multi-Resolution Deep Feature Fusion, *IEEE Access*, 2021, Vol. 9, pp. 26138–26146. <https://doi.org/10.1109/access.2021.3058305>
20. Lv Qinzhe et al. Radar Deception Jamming Recognition Based on Weighted Ensemble CNN With Transfer Learning *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2022, Vol. 60, P. 1–11. <https://doi.org/10.1109/tgrs.2021.3129645>
21. Zhou H., Wang L., Guo Z. Recognition of Radar Compound Jamming Based on Convolutional Neural Network, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2023, Vol. 59, No. 6, pp. 7380–7394. <https://doi.org/10.1109/taes.2023.3288080>
22. Skolnik M. I. Radar Handbook. [S. l.], McGraw-Hill Education, 2021, 1408 p.
23. Van Brandt L. B. Handbook of methods of electronic suppression and jamming systems with radar control. USA., EW Engineering, Inc, 1978, 504 p.
24. Chasovsky V. A., Chernoborodov M. P. Digital System of Asynchronous Pulse Noise Cancellation, *Telecommunications and Radio Engineering*, 2003, Vol. 59, № 1–2, pp. 151–159. <https://doi.org/10.1615/telecomradeng.v59.i12.160>