

УДК. 621.396.96

В.М. Орленко

Харківський університет Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба, Харків

АНАЛІЗ ВАРІАНТІВ ПОБУДОВИ РЛС З РОЗШИРЕНОЮ СМУГОЮ ЧАСТОТ

Обговорюються варіанти побудови РЛС з каналами радіолокаційного розпізнавання, які використовують широкосмугові сигнали. Аналізуються їх переваги та недоліки за різними критеріями.

широкосмугова РЛС, синтез спектру, радіолокаційне розпізнавання

Вступ

Зараз широко обговорюються можливості використання широкосмугових сигналів для радіолокаційного розпізнавання. При цьому пропонується ряд варіантів побудови РЛС, що використовують широкосмугові зондувальні сигнали в режимах розпізнавання. Однак широкосмугові сигнали можуть бути в принципі використані з мінімальними втратами й для виявлення [1], а також можуть суттєво поліпшити зони видимості активних РЛС у кутомісній площині за рахунок зменшення інтерференційних провалів, а також підвищити точність вимірювання координат і захищеність від активних та імітувальних завад. Дані обставини згодом підвищуватимуть роль широкосмугових режимів зондування в РЛС різного призначення. Слід зазначити, що забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) при широкосмуговому зондуванні пов'язане з використанням спеціальних мір. Електромагнітна сумісність широкосмугових РЛС обговорюється тут якісно, оскільки більш докладне дослідження виходить за рамки цієї статті.

Метою цієї статті є аналіз переваг і можливих недоліків основних варіантів побудови РЛС, що мають можливість випромінювання й прийому широкосмугових сигналів. Аналіз проводиться в припущенні, що такі сигнали використовуються в основному для розпізнавання цілей. Виявлення й вимір кутових координат і дальності цілей може здійснюватися при цьому за допомогою вузькосмугових сигналів. Це полегшує на даному етапі забезпечення електромагнітної сумісності у порівняно вузьких секторах простору.

Переваги та недоліки розглядаються стосовно

таких показників:

- простота формування широкосмугового сигналу і його обробки в РЛС;
- можливості сигналу з однозначного вимірювання дальності й радіальної швидкості повітряних об'єктів;
- можливість забезпечення (ЕМС);
- можливість виявлення літаків зі зниженою радіолокаційною помітністю;
- можливості з забезпечення необхідної енергії зондування.

Аналізуються варіанти побудови РЛС на основі використання сигналів з:

- широким "миттєвим" спектром;
- синтезом широкого спектра у часово-частотній області;
- синтезом широкого спектра у просторі.

У кожному з випадків можлива своя специфіка огляду за кутовими координатами так, що кількість можливих варіантів побудови РЛС відповідно збільшується.

1. Варіанти побудови РЛС на основі використання сигналів із широким "миттєвим" спектром

Під "миттєвим" спектром імпульсного сигналу будемо розуміти смугу частот, займану сигналом за час, що відповідає його тривалості.

Розширення "миттєвого" спектра досягається за рахунок використання частотної й фазової модуляції або маніпуляції радіоімпульсу, а також за рахунок безпосереднього випромінювання та прийому коротких імпульсних сигналів.

Розширення "миттєвого" спектра сигналу може забезпечити розрізнення за дальністю окремих блискучих елементів виявлених об'єктів, тобто спостереження дальнісних портретів. У даній статті під широкосмуговими зондувальними сигналами розуміються саме сигнали, що забезпечують спостереження радіолокаційних дальнісних портретів.

До найпоширеніших імпульсних широкосмугових сигналів відносяться лінійно- та нелінійно-частотно модульовані (ЛЧМ та НЛЧМ) і частотно-маніпульовані (ЧМн) за законом псевдо хаотичних послідовностей (сигнали Костаса), фазоманіпульовані за законами М-послідовностей сигнали, а також все більше значення, останнім часом, становлять сигнали, що використовують випадкову шумову модуляцію [2].

Перевагою використання імпульсних широкосмугових сигналів у РЛС є можливість незалежного вибору роздільних здатностей за дальністю та швидкістю.

Найбільш простими з точки зору генерації та погодженої обробки, і тому найпоширенішими, є ЛЧМ сигнали. До недоліків ЛЧМ сигналу звичайно відносять наявність невизначеності дальність-швидкість, що призведе до залежності відповідних помилок вимірювання. Однак при його генерації в інтересах розпізнавання швидкісна помилка вимірювання дальності виявляється звичайно несуттєвою. Так, для поодинокого ЛЧМ сигналу тривалістю 100 мкс з дев'яцістю частоти 100 МГц (база 10000) швидкісна помилка, яка дорівнюватиме величині елемента розділення, тобто 1,5 м, буде спостерігатися при доплерівській частоті 10 кГц. Для сигналу на довжині хвилі 3 см така зміна частоти у відбитому сигналі досягається при радіальній швидкості об'єкта 150 м/с. Однак при використанні сигналу для розпізнавання навіть на порядок більші значення швидкісної помилки не впливають істотно на якість обробки.

Однозначного вимірювання радіальної швидкості при використанні пачки ЛЧМ імпульсів можна домогтися, замінюючи її вимірювання за доплерівським зсувом частоти вимірювання часу запізнення відбитого сигналу від одного зондування до іншого. Останнє здійснюється звичайно суміщенням огинаючих послідовно одержуваних дальнісних портретів за максимумом кореляції.

Можливість такого вимірювання радіальної швидкості при широкосмуговому ЛЧМ зондуванні кореляційним способом пливала з сумісних експериментів ВІРТА ППО, що їх було проведено В.І. Гомозовим та ін. в 1963-1964 рр. під керівництвом Я.Д. Ширмана на макеті РЛС ПРВ-10 зі смугою частот 70 МГц [3, 4]. Пізніше це було експериментально доведено у 1980 р. під час сумісних експериментів ВІРТА ППО та КБ "Іскра" під керівництвом Я.Д. Ширмана, В.І. Гомозова та М.Т. Томачинського в Запоріжжі на макеті РЛС зі смугою частот 50 МГц,

побудованому на основі радіовисотоміра ПРВ-16 [3]. На рис. 1 наведено послідовність дальнісних портретів, яка показує зсув літака від зондування до зондування. У роботах ВІРТА ППО 1986 р., разом з Правдінським заводом радіоапаратури, при смузі сигналу близько 70 МГц зсув між сусідніми портретами оцінювався кількісно за максимумом кореляції.

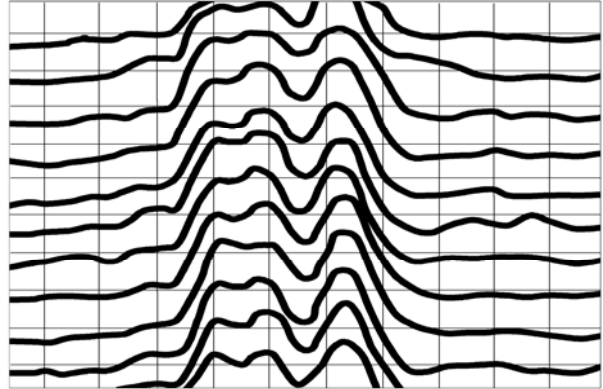


Рис. 1. Експериментальна послідовність дальнісних портретів при ширині спектра зондувального сигналу 50 МГц

Останнім часом такий спосіб уточнення радіальної швидкості було реалізовано у РЛС "Сенрад" при ширині спектра ЛЧМ сигналу 150 МГц [5]. Одночасно з цим уточнюється кут місця. На рис. 2 показані дальнісні портрети літака Боїнг-767, отримані в ряді послідовних зондувань і суміщені за дальністю.

Забезпечення електромагнітної сумісності для ЛЧМ сигналів у широких азимутальних секторах ускладнено через високу регулярність закону частотної модуляції. Те ж саме відноситься й до захищеності від імітувальних завад.

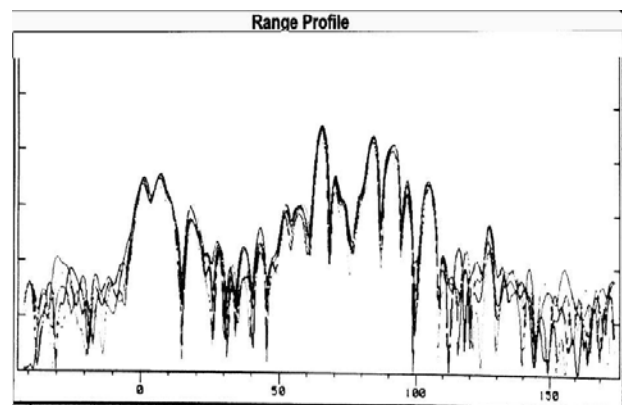


Рис. 2. Експериментальна послідовність дальнісних портретів [5] літака Боїнг-767 при ширині спектра зондувального сигналу 150 МГц

Псевдохаотичні ЧМн і фазоманіпульовані сигнали мають функції неузгодженості більш наближені до голчастої, що може в принципі забезпечити однозначне вимірювання дальності й швидкості в широких межах, а також полегшити забезпечення ЕМС. Однак їх генерація звичайно значно складніша, ніж для ЛЧМ сигналів через необхідність стику-

вання (без розриву фази) дуже коротких парціальних імпульсів. Тому практично використання таких сигналів у РЛС обмежується звичайно значеннями їх баз, що не перевищують декількох десятків (для фазоманіпульованих сигналів) і сотень (для ЧМН сигналів).

Забезпечення ЕМС для імпульсних сигналів із широким "миттєвим" спектром може суттєво полегшуватися за рахунок підвищення хаотичності закону модуляції сигналів, наприклад, при використанні шумової модуляції [2, 6]. Використання зондувальних сигналів із шумовою модуляцією в РЛС знижує їх пікову потужність пропорційно збільшенню їх баз, а також забезпечує максимальну ортогональність одного зондувального сигналу по відношенню до інших. Останнє не тільки полегшує забезпечення ЕМС, але практично виключає постановку імітувальних завдань, а також сприяє підвищенню прихованості випромінювань. Генерація сигналів із шумовою модуляцією в РЛС не є складною. Основні труднощі їх використання полягають у складності погодженої обробки, що потребує запам'ятовування великих масивів даних про зондувальні сигнали, пропорційних базам сигналів.

Використання імпульсних модульованих і маніпульованих сигналів дозволяє змінювати тривалість зондувальних сигналів у широких межах, тому не обмежує випромінювану енергію. Використання ж коротких зондувальних імпульсів, навіть гранично можливої пікової потужності, для радіолокації можливо лише на обмежених дальностях через порівняно низьку енергію зондування. Так, за даними [7] у Росії створено генератор імпульсів тривалістю 1 – 4 нс з піковою потужністю близько 200 МВт. Енергія зондування імпульсів складає приблизно 0,2 – 0,7 Дж. При об'єднанні таких випромінювачів у антенну решітку з часовим керуванням при кількості елементів до 100 енергія може скласти величину 20 – 70 Дж, тоді як для модульованого імпульсу потужністю 2 МВт та тривалістю 100 мкс енергія сягає 200 Дж. Генерація та спрямоване випромінювання наносекундних імпульсів є складними у реалізації. Крім того, час безперервної роботи генератора через ерозію електродів розрядників поки що є обмеженим (близько 1 года.).

Створення антенних систем з великими відношеннями ширини смуги робочих частот до несучої (відносно ширококутністю) також обмежує використання імпульсних ширококутних сигналів щодо виявлення літаків зі зниженою радіолокаційною помітністю. У той же час, розширення спектра частот сигналу, у цьому випадку, може знижувати ефективність використання радіопоглинаючих покриттів.

При механічному керуванні діаграмами спрямованості (ДС) у дзеркальних антенах відносна ширококутність може досягати 25%. При електро-

нному керуванні ДС і невеликій кількості елементів антенної решітки відносна ширококутність антенних систем до 50% може досягатися при використанні лінз Ротмана [8] або за рахунок оптико-електронного керування елементами решітки [9]. Формування діаграм спрямованості здійснюється при цьому за рахунок вирівнювання запізнювань прийнятих різними антенними елементами сигналів. Лінза Ротмана виконується у вигляді об'ємного резонатора з декількома входами й виходами, сукупність шляхів поширення сигналів для одного з кутових каналів показано на рис. 3. Висока відносна ширококутність досягається за рахунок реалізації керування у часі.

Входи діаграмоутворення

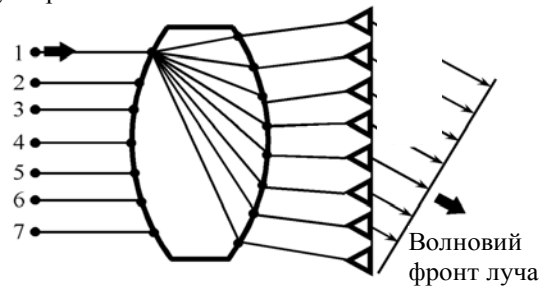


Рис. 3. Принцип роботи лінзи Ротмана

2. Варіанти побудови РЛС на основі використання сигналів із синтезом широкого спектра частот у часово-частотній області

Синтез широких спектрів зондувальних сигналів у часово-частотній області здійснюється, звичайно, шляхом зміни несучої частоти когерентних вузькосмугових зондувальних імпульсів від зондування до зондування. Синтезовані в такий спосіб сигнали називають ще багаточастотними (stepped frequency [10]).

До переваг такого способу формування ширококутного сигналу слід віднести простоту їх формування й обробки, так, що ширококутні режими зондування для реалізації розпізнавання можуть вводитися навіть в існуючі вузькосмугові РЛС. Останнє забезпечує спадковість передавальної та приймальної апаратур, а також полегшує забезпечення ЕМС для вузькосмугових елементів сигналу. Крім того, синтезовані зондувальні сигнали можуть мати дуже високу енергію при порівняно невисокій піковій потужності їх елементів (парціальних імпульсів).

Зміна несучої частоти зондувальних імпульсів РЛС у широкій смузі, як і у випадку використання сигналів із широкою "миттєвою" смугою частот, може поліпшувати характеристики виявлення літаків зі зниженою радіолокаційною помітністю за рахунок зниження ефективності вузькосмугових радіопоглинаючих покриттів.

До переваг багаточастотного сигналу можна віднести можливість гнучкого використання спектра частот для вирішення різних завдань радіолокації. Так, при виявленні й грубому первісному вимірюванні координат і параметрів руху замість синтезу одного сигналу з повною шириною спектра можна обмежитися синтезом декількох сигналів з більш вузькими спектрами й забезпечити некогерентне їх накопичення. Це може позитивно позначитися на показниках якості виявлення звичайних повітряних об'єктів, оскільки усуває повільні флуктуації відбитого сигналу за рахунок багаточастотної роботи. Некогерентне ж підсумовування невеликої кількості імпульсів при швидких флуктуаціях їх амплітуди може виявитися кращим за когерентне їх підсумовування при повільних флуктуаціях [1]. Крім того, при такому підході можна також гнучко управляти кількістю некогерентно накопичуваних сигналів залежно від апріорних розмірів виявлюваних об'єктів. При вимірюванні ж та розпізнаванні вже виявлених радіолокаційних цілей необхідно синтезувати сигнал з повною шириною спектра.

Можливості використання сигналів для виявлення та одночасного виміру дальності й швидкості визначаються їх функціями неузгодженості. Розглянемо функцію неузгодженості багаточастотного сигналу на прикладі сигналу з лінійним законом зміни частоти (розімкнутий східчасто-частотно-маніпульований сигнал). У цьому випадку когерентна обробка відбитих сигналів реалізується найбільш просто, шляхом переносу на загальну проміжну частоту і Фур'є-аналізу комплексних амплітуд парціальних імпульсів.

Комплексна амплітуда зондувального сигналу має вигляд

$$\dot{U}(t) = \frac{1}{\sqrt{m}} \sum_{\mu=0}^{m-1} \left\{ \begin{array}{l} \dot{U}_1 \left[t - \left(\mu - \frac{m-1}{2} \right) \tau_0 \right] \times \\ \times e^{j2\pi \left(\mu - \frac{m-1}{2} \right) F_0 kt} \end{array} \right\}, \quad (1)$$

де m – кількість парціальних імпульсів у сигналі;

$U_1(t)$ – огибаюча парціального імпульсу;

τ_0 – період слідування парціальних імпульсів;

F_0 – стрибок частоти від одного парціального імпульсу до іншого.

Для східчастого (лінійного) закону зміни частоти від імпульсу до імпульсу виявляється можливим одержати аналітичний вираз для функції неузгодженості, що записується у вигляді [11]

$$\rho(\tau, F) = \left| \frac{\dot{\rho}_1(\tau - \lambda\tau_0, F + \lambda F_0) \times \frac{\sin[\pi(m - |\lambda|)b]}{m \sin[\pi b]}}{\times} \right|, \quad (2)$$

де

$$\rho(\tau', F') \rho = \frac{\sin[\pi F'(\tau_1 - |\tau'|)]}{\pi F' \tau_1} \cdot \text{rect} \left[\frac{\tau'}{2\tau_1} \right] -$$

функція неузгодженості парціального імпульсу радіоімпульсу тривалістю τ_1 , $\text{rect}[x]=1$, якщо $|x| \leq 0,5$, та $\text{rect}[x]=0$, якщо $|x| > 0,5$,

$$b = F_0 \tau + F \tau_0 + \lambda F_0 \tau_0, \quad (3)$$

$$\lambda = \lambda(\tau) = \frac{\tau}{|\tau|} \cdot \left\{ \frac{|\tau|}{\tau_0} + \frac{1}{2} \right\}, \quad (4)$$

де $\{x\}$ – ціла частина x .

Важливим є вибір стрибка частоти від імпульсу до імпульсу. У випадку, коли його величина обернена тривалості парціального імпульсу $1/\tau_1$, спектр синтезованого сигналу виявляється найбільш рівномірним, а функція неузгодженості має один пік на часовій осі в межах інтервалу однозначного вимірювання частоти. Відповідні горизонтальні перетини функції неузгодженості (2) в області центрального піка для скважностей послідовностей парціальних імпульсів, які дорівнюють 2 та 4, показані на рис. 4 а, б для сигналів, що складаються з 4 парціальних імпульсів.

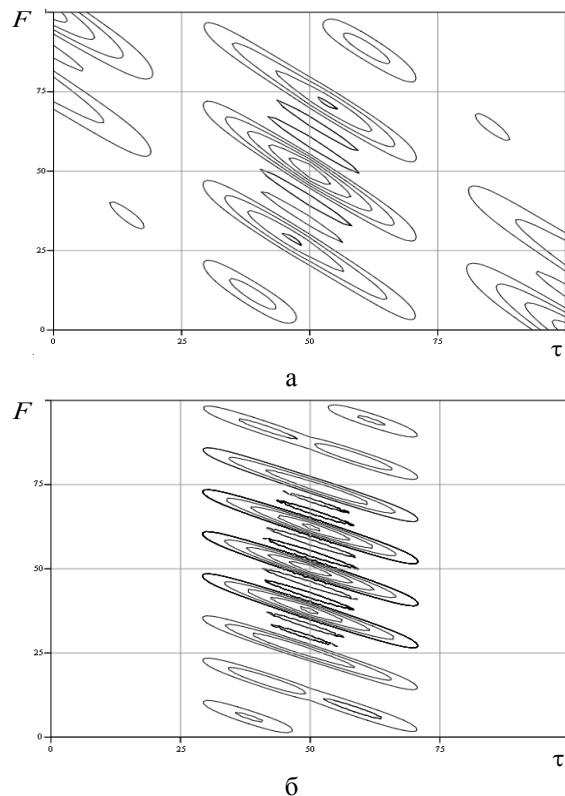


Рис. 4. Горизонтальні перетини функції неузгодженості ступінчасто-частотно-маніпульованого сигналу, який складається з 4-х парціальних імпульсів при скважності послідовності 2 (а) та 4 (б). Стрибки частоти $1/\tau_1$

Для того щоб при обробці такого багаточастотного сигналу обмежитися використанням тільки центральної частини функції неузгодженості, необ-

хідно забезпечити, щоб період проходження імпульсів забезпечував однозначне вимірювання дальності за кожним парціальним імпульсом.

З рис. 4 також видно, що зі збільшенням тривалості сигналу звужується ширина перетину функції неузгодженості за частотою, скорочується інтервал однозначного вимірювання частоти (при фіксованому m) і зростає швидкісна помилка вимірювання дальності. Швидкісна помилка вимірювання дальності різко зростає також при звуженні синтезованого спектра сигналу.

При стрибках частоти більших ніж $1/\tau_1$, синтезований спектр сигналу стає нерівномірним – з'являються провали між спектральними лініями – і в результаті цього, крім частотної (швидкісної) неоднозначності, в області центрального піка функції неузгодженості з'являється також неоднозначність часова (дальнісна). На рис. 5 показані відповідні горизонтальні перетини функції неузгодженості (2) в області центрального піка для величини стрибка частоти, рівного $4/\tau_1$.

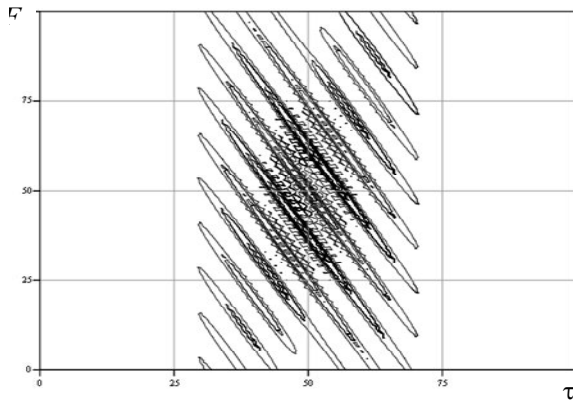


Рис. 5. Горизонтальні перетини функції неузгодженості ступінчасто-частотно-маніпульованого сигналу, який складається з 4-х парціальних імпульсів при скважності послідовності 4; стрибки частоти $4/\tau_1$

Часова (дальнісна) відстань між сусідніми піками стисненого сигналу в цьому випадку зворотно пропорційно величині стрибка частоти між парціальними імпульсами багаточастотного сигналу $\delta t = 1/\Delta f$ ($\delta r = c/(2\Delta f)$). Операція погодженої обробки відбитого сигналу в цьому випадку повинна включати операцію стробування сигналу за дальністю. Сформований у результаті синтезу широкого спектра сигналу дальнісний портрет може використовуватися для уточнення дальності й для розпізнавання, але його застосовуваність для радіолокаційного виявлення та вимірювання суттєво звужується.

Для східчасто-частотно-маніпульованого сигналу синтезована ширина спектра однозначно пов'язана з тривалістю, що призведе до одночасного підвищення роздільних здатностей за дальністю й швидкістю. Останнє вимагає різкого збільшення кількості каналів узгодженої обробки за дальністю й

швидкістю, які враховують не тільки зміну частоти за рахунок ефекту Доплера, але за великою тривалістю сигналу також і розтягування (скорочення) його огинаючої.

Наприклад, для розглядуваного синтезу сигналу із шириною спектра 100 МГц необхідно мати не менш як 100 імпульсів тривалістю по 1 мкс. При частоті повторення імпульсів 1 кГц тривалість синтезованого ШПС виявляється рівною 100 мс. Потенційне розрізнення за дальністю при цьому складе 1,5 м, а розрізнення й інтервал однозначного вимірювання частоти 10 Гц і 1 кГц відповідно. Невизначеність частота приводить до зсуву піка стисненого сигналу за дальністю при наявності некомпенсованої доплерівської частоти. Для сигналу із зазначеними вище параметрами зміна доплерівської частоти на 10 Гц викликає зменшення амплітуди й зсув стисненого піка сигналу на виході пристрою погодженої обробки на елемент розрізнення, тобто на 1,5 м.

Надмірно висока роздільна здатність такого сигналу за частотою приводить до того, що відміна доплерівських частот блискучих елементів, викликана рухом повітряного об'єкта або обертанням лопаток компресорів (турбін) і гвинтів, приведе до перекручування або повного руйнування форми відбитого сигналу – дальнісного портрета. Навіть на довгих хвилях це перекручування вже може виявитися суттєвим при спостереженні вертольотів або гвинтових літаків. Так, навіть при довжині хвилі сигналу 3 м зсув піка відбитого сигналу на елемент розрізнення відбувається при радіальній швидкості виявлюваної цілі або її елементів, рівній 15 м/с. Причому це перекручування форми портрета не локалізується для даного виду зондувальних сигналів на деякій ділянці дальності, а стосується всього дальнісного портрета за рахунок того, що кожен парціальний імпульс не забезпечує високого розрізнення за дальністю [12].

Аналіз багаточастотних сигналів з лінійним законом змінення частоти від імпульсу до імпульсу показує, що, незважаючи на простоту їх впровадження в РЛС, широке застосування таких сигналів у РЛС обмежується, у цей час, неідеальністю функцій їх неузгодженості, а також ускладненням їх обробки при збільшенні їх тривалості за рахунок необхідності враховувати доплерівське розтягування (скорочення) огинаючої сигналу. Підвищення хаотичності змінення частоти від імпульсу до імпульсу може зняти ці обмеження, однак це вимагає окремого дослідження.

Останнім часом принцип зміни несучої частоти використовується не тільки для гладких, але й ЛЧМ сигналів. Зокрема, у Німеччині (FGAN-FHR) використовуються багаточастотні сигнали з елементами у вигляді ЛЧМ сигналів. На рис. 6 показано графік зміни миттєвої частоти для такого сигналу. Перевагою такого синтезу є можливість синтезу спектра до

2 ГГц при відносно невеликій кількості елементів, а також полегшення вимог до відносної широкосмуговості антенних систем.

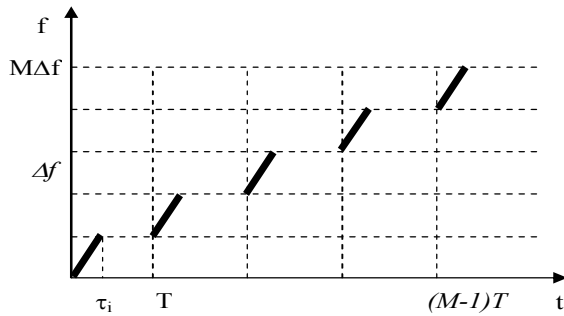


Рис. 6. Приклад синтезу широкої смуги частоти за допомогою парціальних ЛЧМ імпульсів

3. Аналіз варіантів побудови РЛС на основі сигналів із синтезом широкого спектра у просторі

Синтез спектра сигналу в просторі в принципі є подібним його синтезу у часово-частотній області, але на відміну від останнього послідовне змінення несучої частоти між імпульсними елементами сигналу здійснюється у просторі (від одного елемента антенної решітки до іншого) [13]. Елементи когерентного багато-частотного сигналу одночасно випромінюються різними елементами передавальної антенної решітки.

Поряд із синтезом спектра сигналу у просторі (його стисненням у часі) виникає ефект т.зв. "надшвидкого" сканування діаграми спрямованості. За рахунок частотного розносу сигналів у кожному елементі решітки між ними виникає фазовий набіг, який лінійно змінюється, що призведе до швидкого (за час $1/\Delta f$, де Δf – частотна відстань між сигналами елементів решітки) відхилення головної пелюстки множника решітки в межах від -90° до $+90^\circ$ від нормалі до апертури.

Принциповою відмінністю такого варіанта побудови РЛС від попередніх є те, що широкосмуговий зондувальний сигнал у ній використовується як для

виявлення, так й вимірювання, а також розпізнавання.

Для ілюстрації куто-часової функції неузгодженості широкосмугових сигналів при синтезі спектра у просторі запишемо його просторову комплексну амплітуду в зневазі запізнювання огинаючих сигналів для різних напрямків зондування

$$U(t, \theta) = F(\theta)u(t) \sum_m \exp \left\{ -j2\pi f_m \left(t + \frac{dm}{c} \sin(\theta) \right) \right\}, \quad (5)$$

де $u(t)$ – огинаюча сигналу випромінюваного кожним елементом решітки; $F(\theta)$ – характеристика спрямованості елемента решітки за напругою; $f_m = f_0 + m\Delta f$ – частота сигналу, випромінюваного m -м елементом решітки; d – відстань між елементами антеною решітки; θ – кут, відлічуваний від нормалі до апертури антеною решітки.

Описана у [13] експериментальна РЛС із просторовим синтезом зондувального сигналу функціонує на несучій частоті 150 МГц. Це забезпечує підвищену імовірність виявлення літаків зі зниженою радіолокаційною помітністю. При 5-ти елементах передавальної антенної решітки у ній синтезується сигнал з шириною спектру 80 МГц (рознос частоти між елементами – 20 МГц). Принцип синтезу спектра сигналу у просторі може реалізовуватися й на більш високих частотах. Вираз (5) являє собою ненормований двовимірний куто-часовий розподіл амплітуди синтезованого широкосмугового сигналу. Цей розподіл ілюструється на рис. 7 своїми горизонтальними перетинами (більша амплітуда показана більш світлим відтінком) для сигналу на несучій частоті 150 МГц, що складається з 5-ти елементів тривалістю по 0,35 мкс, із частотною відстанню між елементами сигналу (решітки) 20 МГц. Спрямовані властивості елементів решітки тут не враховуються. Для виключення інтерференційних пелюсток ДС просторову відстань між елементами решітки обрано з умови $d \leq \lambda_{\min} / 2$, де λ_{\min} – довжина хвилі, що відповідає найбільшій частоті спектра синтезованого сигналу.

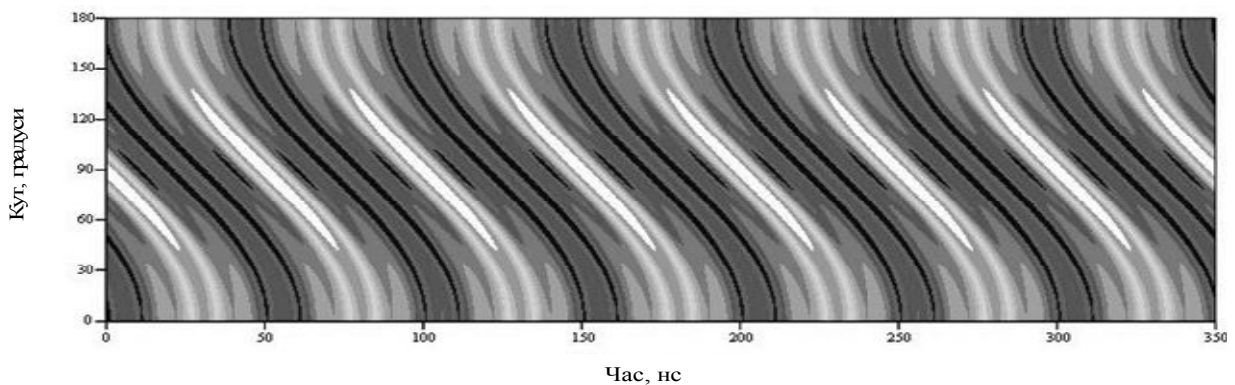


Рис. 7. Куто-часовий розподіл амплітуди 5-ти елементного випромінюваного сигналу при просторовому синтезі його спектра та стрибках частоти 20 МГц

Синтез спектра у просторі забезпечує періодичне з періодом $T = 1/\Delta f$ стиснення сигналу у часі для різних напрямків зондування. При частотному розносі у 20 МГц за час 0,35 мкс здійснюється семикратне сканування, і в кожному кутовому напрямку випромінюється по сім стиснених імпульсів з періодом 50 нс. Щоб уникнути спотворення ДС решітки для напрямків зондування, які наближаються до $\pm 90^\circ$, на практиці сектор сканування звужується за рахунок вибору ДС елементів решітки.

На рис. 8 ілюструється синтез сигналу зі смугою 80 МГц на основі антенної решітки з 40 елементів, частотний рознос між елементами сигналу дорівнює 2 МГц, їх тривалість складає 0,2 мкс. Швидкість сканування на рис. 8 зменшена у 10 разів порівняно з рис. 7. Збільшення розміру антенної решітки привело також до звуження кутового сектора, в якому здійснюється формування коротких імпульсів. Це пов'язано з часовим зсувом огинаючих елементів сигналу для кутових напрямків, відмінних від нормального до апертури. Очевидною перевагою такого способу огляду простору є простота побудови передавальної антенної решітки за рахунок відсутності у неї керованих елементів.

Оптимальна ж просторова обробка прийнятих сигналів потребує багатоканального прийому з часовим суміщенням сигналів, прийнятих різними елементами решітки, для формування діаграм спрямованості. Відмова ж від багатоканального прийому в [13], тобто використання тільки одного елемента

решітки на прийом, суттєво обмежує дальність дії. У діапазонах дециметрових та більш коротких хвиль часове керування можливо реалізувати, як і у випадку сигналів з широким "миттєвим" спектром, з використанням лінзи Ротмана.

При розглядуваному методі зондування слід враховувати взаємну залежність похибок вимірювання часу запізнення та кутової координати. Це пов'язано з неодночасністю формування короткого імпульсу у різних напрямках. Величина кутової похибки вимірювання дальності, несуттєва при високій швидкості огляду, може збільшуватися при уповільненні огляду. Формування доплерівських (швидкісних) каналів у цьому випадку також вимагає часового керування, яке може бути замінене на фазове при переведенні прийнятих сигналів у частотну область.

Зондувальними сигналами в РЛС з просторовим синтезом спектра є послідовності коротких імпульсів в одні моменти часу і послідовності більш тривалих сигналів у широкій смузі частот в інші моменти. Для вузькосмугових РЕС ці сигнали можуть бути як імпульсними завадами, так і маскувальними завадами в широкій смузі частот.

Імпульсні завади у вузькосмугових системах можуть ефективно придушуватися. Це може полегшити, з однієї сторони, електромагнітну сумісність широкосмугової РЛС, з іншої, за наявності тривалих не скомпенсованих випромінювань у широкій смузі частот погіршити її.

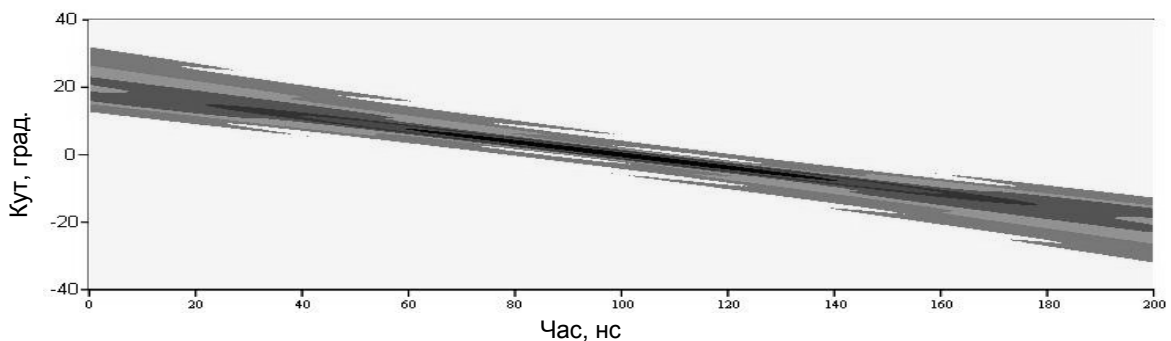


Рис. 8. Куто-часовий розподіл амплітуди 40-ка елементного випромінюваного сигналу при просторовому синтезі його спектру та стрибках частоти 2 МГц

Висновок

Розглянуто варіанти побудови широкосмугових РЛС на основі імпульсних сигналів з розширенням (синтезом) їх "миттєвого" спектра з позицій застосовуваності для розпізнавання радіолокаційних цілей, їх виявлення та вимірювання параметрів. Використання багаточастотних сигналів з регулярним законом маніпуляції забезпечує значні їх бази при невеликій кількості парціальних імпульсів. Це спрощує їх узгоджену обробку в приймачі, але знижує електромагнітну сумісність і захищеність від імітувальних завад.

Імпульсні сигнали з шумовою модуляцією мають найвищу ступінь хаотичності та є найкращими з точки зору електромагнітної сумісності й захищеності від імітувальних завад, але різко ускладнюють узгоджену обробку. Використання короткоімпульсних зондувальних сигналів знижує поки дальність радіолокації.

Використання сигналів з синтезом спектру у просторі спрощує передавальні антенні решітки, але не веде до спрощення просторово-часової обробки у приймачі без неприпустимого відходу від оптимізації. Методи огляду простору не накладають принци-

пових обмежень на використання широкосмугових сигналів в РЛС. В кожному конкретному випадку широкосмугові РЛС будуються виходячи з тактико-технічних вимог до них. У більшості випадків варіанти їх побудови можуть базуватися на використанні частотно-модульованих та багаточастотних сигналів з підвищеною хаотичністю випромінювання.

Подяки. Автор висловлює подяку докторові технічних наук старшому науковому співробітнику Леховицькому Д.І. та докторові технічних наук Вовшину Б.М. за надання можливості ознайомлення з матеріалом з просторового синтезу спектру сигналу, а також Заслуженому діячеві науки та техніки України докторові технічних наук професорові Ширману Я.Д. за корисне обговорення статті та за висловлені зауваження.

Список літератури

1. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Издание 2-е переработ. и доп. / Ширман Я.Д., Багдасарян С.Т., Маляренко А.С., и др. / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
2. Lukin K.A. Radar Design Using Noise/Random Waveforms // Proc. of Int. radar symp. IRS-2006, May 2006, Krakow, Poland.
3. Ширман Я.Д., Давыдов С.А., Абрамов Л.И., Сенкевич Л.К. Первые опыты радиолокации с использованием сжатия радиоимпульсов (из истории отеч. радиотехники) // Радиотехника. – 1970. – № 4. – С. 24-28.
4. Гомозов В.И. Теория и техника формирования сложных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для радиотехнических систем. – Х.: Издатель Шуст А.И., 2002. – 398 с.

5. Skolnik M. et al. 2001. *Senrad: An Advanced Wideband Air-Surveillance Radar* // IEEE Trans. AES-37. – P. 1163.

6. Котельников В.А. Сигналы с минимальной и максимальной вероятностями обнаружения // Радиотехника и электроника. – 1959. – № 3. – С. 48-52.

7. Сверхширокополосные системы в радиолокации и связи: Коспекты лекций / В.И. Кошелев, А.С. Дмитриев, В.Н. Скосырев, А.Ф. Кардо-Сысоев, Н.А. Арманд, Д.С. Лукин, Н.П. Чубинский. – Муром: Издательско-полиграфический центр МИВЛГУ, 2003. – 110 с.

8. Nuessler D., Fuchs H. A Rotman Lens at W-Band // Proc. of IRS-2003, May 2003, Drezden, Germany.

9. Lee Z. et al. Photonic Wideband Array Antennas // IEEE Trans. AP. – № 9. – 1995.

10. Wehner D. *High Resolution Radar*. Norwood: Artech House, 1987.

11. Ширман Я.Д., Орленко В.М. О функциях рассогласования частотно-манипулированных сигналов со ступенчатой манипуляцией частоты. Электромагнитные колебания и волны. – 1999. – № 4, т. 4. – С. 72-75.

12. Леценко С.П., Варкута А.Г. Исследование влияния вторичной модуляции на форму получаемых радиолокационных дальностных портретов при использовании когерентных многочастотных сигналов // Зб. наук. пр. ХВУ, 1999. – Вып. 3(25). – С. 56-58.

13. Вовшин Б.М. Сверхширокополосные РЛС с безынерционным обзором пространства // Труды международного радиоэлектронного форума МРФ-2005, сентябрь 2005. – Харьков, Украина.

Надійшла до редколегії 5.03.2007

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Я.Д. Ширман, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. кожедуба, Харків.