

УДК 621.396.96

Д.С. Калугін, С.М. Телюков, М.Г. Іванець, А.В. Безверхий

*Харківський університет Повітряних Сил імені І. Кожедуба, Харків***НАДШИРОКОСМУГОВА РАДІОЛОКАЦІЯ: ОСОБЛИВОСТІ ТА МОЖЛИВОСТІ**

В статті розглянуті питання створення надширокопосмугової РЛС. Узагальнені питання генерації, випромінювання, поширення і обробки сигналів відеоімпульсного типу. Дана оцінка сучасному стану і визначені перспективні можливості короткоімпульсної радіолокації.

Ключові слова: надширокопосмуговий сигнал, короткоімпульсна радіолокація.

Вступ

Постановка проблеми. Сучасні засоби повітряного нападу (ЗПН), оснащенні високоточною зброєю, запуск якої робиться ще до входу в зону пуску ЗРВ, яке застосовується на малих і понад малих висотах, а також має надзвукову швидкість і малу ефективну площу розсіяння, що утрудняє їх поразку [1]. Завдання по їх знищенню цілком лягає на зенітні ракетні комплекси ближньої дії (дальність стрілянини до 20 км.). Проте вживання РЛС ЗРК стає усе більш небезпечним у зв'язку з розробкою високошвидкісних протирадіолокаційних керованих ракет (ПРКР), здатних приголомшувати станцію навіть після її виключення, використовуючи останні дані про координати РЛС. Прикладом тому можуть служити бойові дії в Югославії, де в основному використовувалися мобільні ЗРК "Куб" і "Стріла". Їх станції (РЛС) включалися на короткий проміжок часу, необхідний для захвату мети і пуску ракети, після чого ЗРК швидко змінювали свої позиції [2].

Наявність і використання ПРКР, а тепер і безпілотних літальних апаратів, викликає необхідність використання у складі ЗРК додаткових оптоелектроні систем виявлення і супроводу (інфрачервоні датчики, лазерні далекоміри). Такі системи працюють в мікрометровому діапазоні (5–15 мкм) хвиль на обмежених (до 20 км.) дальностях. Використання таких пасивних оптоелектроні засобів поряд з активними радіолокаціями необхідне в першу чергу для збільшення інформаційної пропускну здатності каналу радіолокації при веденні бойових дій.

Проте використання оптоелектроні систем має ряд істотних недоліків:

- можливість роботи по тепловипромінюючих об'єктах;
- можливість роботи лише при ясній погоді;
- простота маскуванню цілі димами і помилковими випромінювачами;
- наявність оператора в контурі управління.

Одним з можливих виходів з ситуації, що склалася, є вживання надширокопосмугових (НШС) сигналів наносекундної тривалості. Ширина спектру цього

сигналу може складати одиниці ГГц. На відміну від традиційних широкопосмугових сигналів з внутрішньоімпульсною модуляцією, нижня частота спектру зондуючого сигналу НШС складає сотні МГц, яка обмежена геометричними розмірами антенної системи. Особливості формування поля радіолокації при НШС локації вивчені на сьогоднішній день досить детальний, проте розрізнені дані про генерацію, випромінювання, поширення, розсіяння і обробку НШС сигналів не дозволяють повною мірою оцінити переваги таких сигналів в порівнянні з використовуваними в традиційній радіолокації.

Метою статті є узагальнення і систематизація відомих результатів відносно здобуття інформації радіолокації при використанні НШС сигналів відеоімпульсного типу.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. В даний час є значна кількість робіт пов'язаних з питаннями створення (оцінкою та розрахунками характеристик і варіантів побудови джерел НШС сигналів наносекундної та суб-наносекундної тривалості [3–9], розрахунку характеристик антенних систем [10–15]), розповсюдження (розрахунку поширенню НШС сигналів в тропосфері [16–17]), та обробці алгоритми обробки сигналів, що приймаються, НШС [18]), що говорить про необхідність та актуальність цієї тематики. Більш детальний аналіз викладений нижче.

Результати досліджень

Аналіз характеристик і варіантів побудови джерел НШС сигналів наносекундної тривалості. В даний час є значна кількість робіт по формуванню сигналів тривалості суб-наносекунди [3 – 6]. Створення НВЧ генераторів на основі потужних випромінювачів вакуумної сильноточної електроніки дозволяють формувати електромагнітне випромінювання наносекундної тривалості з різними частотними і енергетичними характеристиками (табл. 1).

У табл. 1 представлені результати [3], що дозволяють дати порівняльну оцінку випромінювачів по частоті (f), випромінюваній потужності (P_n), коефіцієнту корисної дії (ККД). З таблиці видно, що пред-

ставлені типи генераторів дозволяють формувати випромінювання досить високої пікової потужності і низьким ККД. Характерною особливістю таких генераторів є висока частота коливань, що генеруються, і резонансний характер процесу енергообміну електронів пучка і збуджуваного електромагнітного поля, що не дозволяє застосовувати їх для формування НШС сигналу. Такі генератори, проте, можуть бути використані при функціональному придушенні бортової апаратури ЗПН, тобто в разі відсутності вимог по обмеженню нижньої частоти спектру.

Таблиця 1
Характеристики НВЧ генераторів

Типи генераторів	f , ГГц	$P_{из}$, ГВт	ККД, %
Віркатор	2 – 20	0,1 – 1	2 – 5
Віртрод	3 – 10	0,5 – 1	15 – 20
Карсіотрон	1	0,1 – 1	10 – 15
Лампа хвилі, що біжить	30 – 40	0,5 – 1	15 – 20
Магнетрон	3 – 8	0,5 – 1	25 – 30
Убітрон	1 – 100	0,1 – 1	10 – 15

Для збудження НШС імпульсу можуть бути використані ударні (нерезонансні) механізми випромінювання, наприклад, відоме у фізиці спонтанне перехідне випромінювання електронних згустків, яке виникає при проходженні зарядженої частки через імпедансу неоднорідності.

Відомо [7], що характерним при перехідному випромінюванні точкової зарядженої частки, що влітає в екран і вилітає з нього, є широкий частотний спектр розсіяного електромагнітного поля з постійною спектральною щільністю. З цього виходить, що δ -образний струм точкової частки збуджує сигнал такої ж форми, тобто імпульс електромагнітного поля перехідного випромінювання повинен мати форму, близьку до форми імпульсу струму пучка. Модульовані пучки (послідовності згустків електронів) можуть бути отримані за допомогою лінійних прискорювачів. При цьому коефіцієнт корисної дії складатиме десятки відсотків. Принципова схема пучкового випромінювача представлена рис. 1.

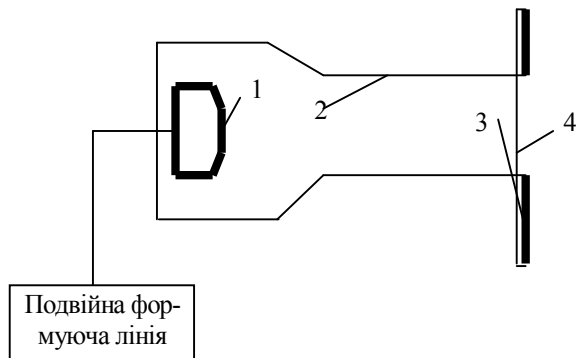


Рис. 1. Схема пучкового випромінювача НШС сигналу: 1 – катод, 2 – камера дрейфу, 3 – випромінюючий екран, 4 – фольга

Формуюча лінія створює короткий (менше 1 нс) імпульс напруги (0,5–1 МВ), який подається на сильноточний катод. При перевищенні в анодно-катодному просторі діода напруженості електричного поля (порядку 100 – 200 КВ/см) виникає вибухова емісія. Прискорений електричним полем діода сильноточний електронний згусток поширюється в камері дрейфу у напрямку до провідного екрану і виводиться у вільний простір. При пересіченні згустком електричної неоднорідності (провідного екрану) виникає інтенсивне перехідне випромінювання. При цьому випромінюється сам електронний згусток, а також випромінюють струми, наведені в екрані. Недоліком таких генераторів є складність виготовлення і висока вартість, а також значні массо-габаритні характеристики. Особливий інтерес представляє випадок, коли можливе повне виключення лінії передачі за рахунок з'єднання генератора з випромінюючою структурою: смуговий генератор-випромінювач [8] і траватрон [9]. До складу смугового генератора-випромінювача входять: високовольтний генератор імпульсної напруги (генератор Маркса), зарядний пристрій, дві пластини, що є ТЕМ-рупор і частина генератора-випромінювача.

Генератор імпульсної напруги (ГІН), зібраний за схемою множення напруги, складається з n каскадів. Кожен каскад ГІН містить конденсатор C_0 , два опори R_0 і розрядник. Всі конденсатори заряджають паралельно і синхронно через опір зарядного пристрою від високовольтного джерела живлення. При наростанні напруги на ємкостях C_0 до напруги пробією розрядних проміжків U_0 спрацьовують розрядники. Одночасне знімання напруги з n паралельно сполучених ємкостей C_0 забезпечує на виході ГІН імпульс напруги $U_{\Sigma} = nU_0$ при сумарній (у «ударі») ємкості $C_{\Sigma} = C_0/n$. Результати експериментальних досліджень [8] показують, що тривалість НШС сигналу складає порядку 6–7 нс (по рівню 0,1 від максимального значення амплітуди сигналу), середня довжина хвилі складає 30 см, пікове значення потужності - біля 50 МВт.

Ще один генератор-випромінювач, званий траватроном, є відрізок коаксимальної лінії, в якій уздовж центрального провідника розташований багатоеlementний розрядник (рис. 2). Схема є складним ємкісною дільником напруги. Відмітною особливістю смугового генератора-випромінювача і траватрона є простота конструкції і високий ККД перетворення постійного струму в напругу високочастотних коливань. Використання таких генераторів імпульсів істотно спрощують вирішення проблеми узгодження, проте залишає невирішеним завдання симетризації. Необхідно відзначити, що загальним недоліком є відсутність теоретичних досліджень, що зв'язали параметри імпульсу (крутість фронтів і тривалість), що генерувався, з параметрами випромінюваного сигналу НШС.

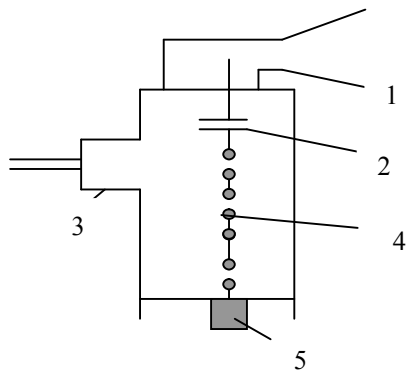


Рис.2. Траватрон (1 – випромінювач-рупор; 2 – конденсатор, що загороджує, для напруги постійного струму; 3 – індуктивний вхідний фідер; 4 – високовольтні перемикальні розрядники; 5 – поглинаюче навантаження.)

Порівняльний аналіз характеристик антенних систем. При аналізі конструкцій і характеристик відомих антенних систем як ознака, що визначає приналежність антени до того або іншого класу, може бути вибране співвідношення між просторовою тривалістю імпульсу ($\sigma_{\text{и}}$, де c – швидкість світла, $\tau_{\text{и}}$ – тривалість імпульсу) і геометричними розмірами антени:

$$\zeta = \frac{c\tau_{\text{и}}}{\Lambda}, \quad (1)$$

де Λ – розмір антени.

Антени, для яких виконується умова $\zeta \gg 1$, відносяться до класу елементарних випромінювачів і досить детально описані в літературі [10, 11]. Із-за малих відносних розмірів доля енергії, що випромінює за один прохід збуджуючого імпульсу по антені, буде мала. Такі антени можуть бути використані як датчики при проведенні антенних вимірів. Антени з $\zeta \approx 1$ відносяться до класу квазірезонансних антен. Вони позбавлені недоліків, властивих елементарним випромінювачам і володіють вищими ККД. «Квазірезонансні» антени знаходять широке вживання в системах підповерхневого зондування, де необхідні антени з досить високим ККД, малими відносними розмірами і незначним спотворенням форми сигналу при випромінюванні [12, 13].

Для досягнення високого коефіцієнта посилення, необхідного для визначення цілей, коли вони знаходяться на великих відстанях від локатора, необхідно використовувати антенні системи поверхневого типу з $\zeta \ll 1$. Висока спрямованість сприяє здобуттю високої роздільної здатності РЛС по кутових координатах, а також дозволяє досягти досить великої щільності потоку потужності електромагнітного поля сигналу поблизу цілі, тим самим ослабляючи вимоги до енергетичного потенціалу РЛС. Окрім цього, великі

електричні розміри таких антен дозволяють звести до мінімуму ефекти, пов'язані із спотвореннями сигналу унаслідок збільшення часу на випромінювання, а також при оптимальному виборі конструкції випромінювача досягати плавного переходу від вихідного опору генератора до хвильового опору вільного простору [14, 15].

На рис. 3 представлена конструкція експоненціального TEM-рупора, геометричні розміри і профілі якого мають вигляд: $y=0,005\exp(2,9z)$; $x=0,075\exp(0,46z)$; $L=1,5$ м [15]; $\alpha=15^\circ$.

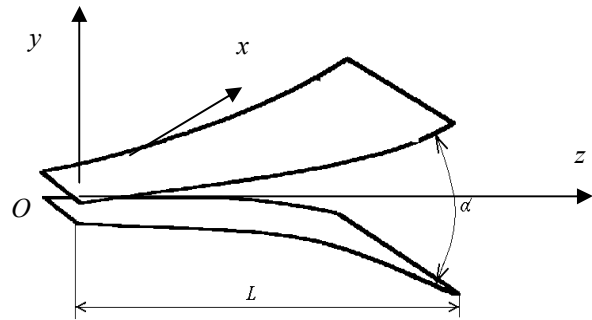


Рис. 3. Конструкція експоненціального TEM-рупора

Точний електродинамічний аналіз просторових характеристик TEM-рупора показав, що ширина його пікова діаграма спрямованості (ДС) у Е-плоскості складає порядку 30° , а у Н-плоскості 110° .

З метою можливості збільшення коефіцієнта направленої дії (КНД) були проведені ряд розрахунків просторових характеристик для НШС дзеркальних антен і антенних решіток (АР), які складаються з різної кількості елементів [14, 16].

Проте дзеркальна антена має ряд безперечних переваг: 1) відносна простота конструкції; 2) форма випромінюваного сигналу в межах головної пелюстки має менші спотворення, чим в розглянутій АР; 3. відносна простота розрахунків. В той же час, недоліком НШС дзеркальної антени є неможливість збільшення випромінюваної потужності як в активній АР (за рахунок складання полів від окремих елементів), а також відсутня можливість управління променем. Це декілька обмежує можливості вживання дзеркальних антен при великих дальностях.

Поширення НШС сигналів в тропосфері. Результати розрахунків показують, що при використанні АР є можливість створення гостронаправлених антенних систем. З аналізу просторово-часових характеристик АР і дзеркальних антен витікає, що при однакових лінійних розмірах апертур ($10\sigma_{\text{и}}$) ширина пікової ДС у Е-плоскості приблизно однакова і складає 8° , рівень бічного фону складає -20 дБ, КНД по піковій потужності складає $D_{\text{max}} \approx 120$.

Істотна несинусоїдальність НШС сигналів приводить до втрати наочності їх вистави за допо-

могою понять фази і комплексної амплітуди (що огинає). Введення ж нових понять, наприклад, секвенти (середнього числа пересічень нуля знаковмінною функцією) не завжди зручно і достатньо.

Розглядаючи речові моделі НШС радіосигналів з інтегрованою енергією як елементи простору L^2 , міру спотворення таких сигналів можна визначати як відстань між початковим і спотвореним сигналами в метриці цього простору, зводячи її знаходження до обчислення їх кореляційної функції. Недоліком такого підходу є явна недостатність характеристики спотворень НШС сигналів і відсутність зв'язку її, що вводиться таким чином, з тими, що будь-якими мають фізичний сенс параметрами.

Кількісну оцінку таких спотворень можна дати [17], використовуючи значення тимчасових моментів, визначуваних за допомогою формул ($k = 1, 2, \dots$):

$$\overline{t^k(z)} = \int_{-\infty}^{\infty} dt t^k w(z, t), \quad (2)$$

де роль щільності вірогідності грає функція

$$w(z, t) = \frac{E^2(z, t)}{\int_{-\infty}^{\infty} dt E^2(z, t)}.$$

Перші з моментів (2) мають прозоре фізичне трактування. Так $\overline{t(z)}$ описує зміну з відстанню z “центру тяжіння” імпульсу, а величина $\delta t(z) = \sqrt{\overline{t^2(z)} - \overline{t(z)}^2}$ є “середньоквадратичною” шириною (ефективну тривалість) імпульсу, спостережуваного на відстані z від джерела. Теоретико-вірогідності термінологія при цьому відповідає трактуванню межі зверху в (2) як операції усереднювання з вагою $w(z, t)$.

У [17] запропонована модель випромінюваного джерелом імпульсу $E(t) = E(z = 0, t)$ вигляду (рис. 4)

$$E(t) = E_0(t/T)^n \times \left\{ M^{n+1} \exp[-(Mt/T)^m] - \exp[-(t/T)^m] \right\} H(t), \quad (3)$$

де $H(t)$ - одинична функція Хевісайда.

Для моделі (3) виконується рівність нулю спектру на нульовій частоті

$$E(\omega = 0) = \int_{-\infty}^{\infty} dt E(t) = 0 \quad \text{і зберігаються переваги,}$$

пов'язані з її відповідністю вигляду початкового імпульсу і простотою аналітичних розрахунків. Параметр T і безрозмірні величини, що має розмірність $M > 1, m > 1, n > 0$ впливають як на форму, так і на тривалість НШС сигналу. При проведенні чисельних розрахунків спотворень НШС

сигналів в тропосфері Землі задавалися стандартні значення тиску $p = 1013,25$ мбар і температури повітря $T = 298^\circ K$ і відносна вологість $RH = 25\%$.

Використовуючи процедуру швидкого перетворення Фур'є, було розраховано як функції відстані від джерела z відносно розширення НШС імпульсу $\delta t(z)/\delta t(0)$ (рис. 5).

Усі, представлені на рис. 4 сигнали мають різні параметри M, m, n , а тривалість кожного складає 1 нс. Імпульсу з найбільшим значенням максимального піку на рис. 4 відповідає верхня крива рис. 5, а імпульсу з найменшим значенням максимального піку на рис. 4 відповідає нижня крива рис. 5.

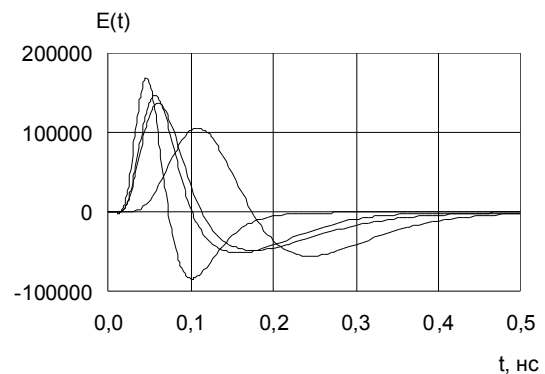


Рис. 4. Форма НШС сигналу

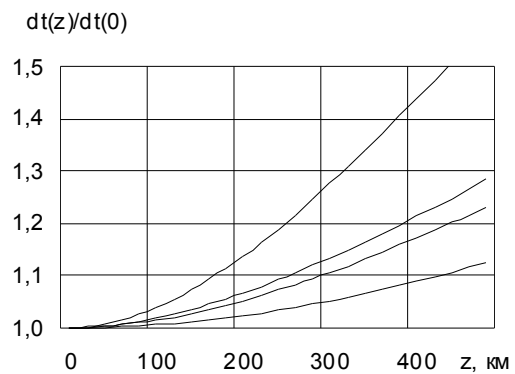


Рис. 5. Розширення НШС сигналу

НШС сигнал з найбільш крутими фронтами має амплітудно-частотний спектр, найбільш зрушений у бік високих частот (по відношенню до останніх сигналів). Враховуючи ту обставину, що основна, за винятком високочастотних хвостів, частина спектрів всіх чотирьох даних імпульсів лежить лівіше за першу лінію поглинання водяної пари на частоті 22,2 ГГц, тобто на ділянці, де загасання кожної спектральної компоненти НШС сигналу зростає з частотою, можна якісно пояснити характер кривих, представлених на рис. 5.

При такому співвідношенні спектрів сигналу і поглинання основним ефектом при поширенні НШС

сигналу в ясній (без гідрометеорів) тропосфері є переважно ослаблення більш високочастотних компонент його спектру, що в часовій області приводить до його сплюснення і розширення. Природно, що цей ефект яскравіше виражений для того з даних сигналів НШС, чий спектр найбільш зрушає у бік високих частот. Ці міркування дозволяють виходячи з часової структури сигналу на рис. 4 однозначно передбачити залежність від початкової форми розширення імпульсів (рис. 5) та його загасання.

Таким чином, не дивлячись на те, що для НШС сигналів втрачають наочність і сенс поняття такою, що комплексною огинає (тобто амплітуди і фази), спектр (і навіть його модуль, оскільки вплив фазових зрушень між гармоніками передбачити досить скрутно) є добре визначеним, таким, що має фізичний сенс характеристикою.

Алгоритми обробки сигналів, що приймаються, НШС. НШС сигнали ультракороткої тривалості відеоімпульсного типу не містять коливань несучої. Їх форма неодноразово міняється в процесі випромінювання, віддзеркалення і прийому. Ці зміни визначаються як структурою антени РТС і кутовим положенням цілі, так і кількістю і розташуванням відбивачів - "блискучих крапок" - на поверхні цілі, ефективною поверхнею розсіяння відбивача, його імпульсною і поляризаційною характеристиками. Зміна форми імпульсного сигналу виявляється в зміні його тривалості, числа максимумів, їх положення, амплітуди і полярності. Форма відбитого від складної багатоточкової цілі НШС ехосигнала несе інформацію про конфігурацію і інші властивості цілі. Проте при рішенні задачі виявлення такий сигнал є невідомим. Відсутність інформації про форму ехосигнала не дозволяє застосувати для його виявлення класичні алгоритми виявлення. Тобто, в НШС локації виникає завдання виявлення сигналу невідомої форми. Оскільки сигнал, що приймається, є портретом цілі (роздільна здатність НШС сигналу з шириною спектру 1 ГГц складає 15 см), форма якого в загальному випадку невідома і залежить від цілого ряду випадкових параметрів, то сигнал, що приймається, НШС можна розглядати у вигляді випадкового нормального процесу з нульовим середнім $\langle m_c \rangle = 0$. Дискретизує сигнал відповідно до теореми Котельникова, задамося дисперсією випадкового процесу - σ_c^2 .

Вважаємо, що власним шумом тракту є випадковий стаціонарний процес гауса з нульовим середнім $\langle m_p \rangle = 0$ та дисперсією σ_p^2 . Передбачаємо, що в смузі пропускання каналу різні дискрети некорельовані між собою.

Отже, завдання виявлення НШС сигналу можна звести до відомого завдання виявлення некорельованої послідовності на фоні іншої некорельова-

ної послідовності. Алгоритм рішення подібної задачі описаний [18]. Функція правдоподібності для завдання виявлення в даному випадку має вигляд:

$$\Theta = \frac{p_{cp}(y)}{p_p(y)} = \frac{\sigma_c^K}{\sigma_p^K} \exp\left(-\frac{S}{2}\right), \quad (4)$$

$$\text{де } S = \frac{\sigma_c^2}{\sigma_p^2(\sigma_c^2 + \sigma_p^2)} \sum_{i=1}^K y_i^2, \quad (5)$$

y_i – реалізації прийнятого сигналу.

Рішення про наявність або відсутність сигналу можна прийняти по величині S , оскільки Θ є монотонно зростаюча функція S . Формула (5) показує, що оптимальний приймач виявлення НШС сигналу є нелінійним пристроєм. В даному випадку приймач повинен підсумовувати квадрати вибірок вихідного сигналу. Для визначення характеристик виявлення по критерію Неймана-Пірсона (вірогідності помилкової тривоги F і правильного виявлення D) вважаємо що величина S підкоряється χ^2 -розподілу з $2L$ мірами свободи [18], що має вигляд

$$p(S, \sigma^2) = \frac{1}{2\sigma^2 \Gamma(L)} \left(\frac{S}{2\sigma^2}\right)^{L-1} \exp\left(-\frac{S}{2\sigma^2}\right), \quad (6)$$

де $\Gamma(L)$ – гамма-функція, $L = K/2$ – параметр форми, K – кількість імпульсів в пачці, $\sigma^2/2$ – параметр масштабу.

Ймовірність помилкової тривоги і правильного виявлення буде

$$F = \int_{Kx_p}^{\infty} p(S, \sigma_p^2) dS = f(x_{пор}), \quad (7)$$

$$D = \int_{Kx_p}^{\infty} p(S, \sigma_c^2) dS = f\left(\frac{x_{пор}}{1+\mu}\right), \quad (8)$$

де $f(x) = \exp(-x) \sum_{i=0}^{K-1} \frac{x^i}{i!}$ – функція "виживання"

розподілу Ерланга с $\sigma^2 = 1$ [19], $\mu = \sigma_c^2/\sigma_p^2$ – енергетичне співвідношення сигнал-шум, $x_p = x_{пор}\sigma_p^2$ – фіксований рівень, що забезпечує задану вірогідність помилкової тривоги F (7).

Енергія одного імпульсу відбитого від цілі і що приймається РТС невелика. Щоб виділити сигнал на фоні шумів, РТС повинна опромінювати мету послідовністю імпульсів, які згодом накопичуються в приймачі, завдяки чому покращується співвідношення сигнал-шум. На рис. 6 приведені розраховані по (7) характеристики виявлення $D(\sigma_c^2/\sigma_p^2)$ для декількох значень вірогідності помилкової тривоги і об'ємів вибірки K (кількість імпульсів в пачці). Для $K > 1$ вони ілюструють поліпшення характеристик виявлення за рахунок накопичення K незалежних значень сигналу.

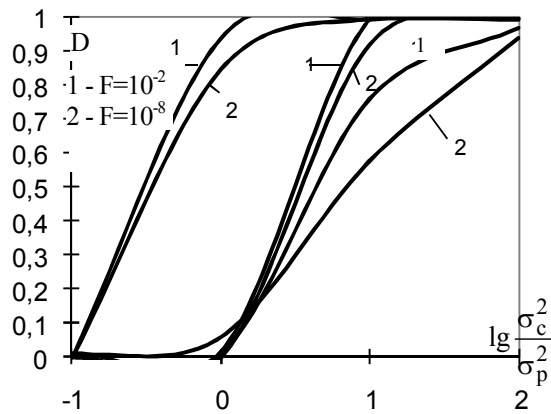


Рис. 6. Характеристики виявлення

Висновки

Розглянуті питання генерації, випромінювання, поширення в тропосфері і обробки НШС сигналів, проблеми, що виникають при цьому, а також можливі дороги їх рішення дозволяють зробити висновки про те, що надкороткоімпульсна (НШС) радіолокація має ряд безперечних переваг перед традиційною. Значне збільшення пропускної спроможності інформаційного каналу при використанні НШС сигналів дозволяють на більш високому рівні вирішувати такі завдання спостереження радіолокації, як розпізнавання і ідентифікація цілей, побудова їх радіозображень. Також це підвищить можливість скритності РЛС ЗРК та збільшує здатність комплексу у виявленні перспективних малопомітних і маловисотних ЗПН на фоні активних і пасивних перешкод.

Список літератури

1. Алексеев П. Состояние и перспективы развития зенитных ракетных комплексов ближнего действия за рубежом / П. Алексеев // ЗВО. – 2003. – № 8. – С. 27 – 32.
2. Ненашев М.И. Опыт боевого применения крылатых ракет морского базирования США / М.И. Ненашев // ЗВО. – 2003. – № 4. – С. 52 – 57.
3. Материалы 3-й конференции "СВЧ-техника и спутниковый прием". – Севастополь, 1993. – Т.5. – 602 с.
4. Панов В.В. Некоторые аспекты проблемы создания СВЧ-средств функционального поражения / В.В. Панов, А.П. Саркисян // Зарубежная радиоэлектроника. – 1993. – № 10–12. – С. 3 – 10.

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ: ОСОБЕННОСТИ И ВОЗМОЖНОСТИ

Д.С. Калугин, С.Н. Телоков, М.Г. Иванец, А.В. Безверхий

В статье рассмотрены вопросы создания сверхширокополосной РЛС. Обобщены вопросы генерации, излучения, распространения и обработки сигналов видеоимпульсного типа. Дана оценка современному состоянию и определены перспективные возможности короткоимпульсной радиолокации.

Ключевые слова: сверхширокополосный сигнал, короткоимпульсная радиолокация.

OVER BROADBAND RADIO-LOCATION: FEATURES AND POSSIBILITIES

D.S. Kalugin, S.N. Telyukov, M.G. Ivanec, A.V. Bezverkhii

In the article the questions of creation of over broadband are considered RLS. The questions of generation, radiation, distribution and treatment of signals of videoimpulsive type are generalized. An estimation is given to the modern state and perspective possibilities of shortly impulsive radio-location are certain.

Keywords: over broadband signal, shortly impulsive radio-location.

5. Mesyats G.A., Rukin S.N., Shpak V.G., Yalandin M.I. Generation of High-Power Subnanosecond Pulses // Proc. Of the 4th Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics Conference. – Tel Aviv, Israel. – 1998. – P. 1 – 11.

6. Buchenauer C.J., Tyo J.S., Schoenberg S.H. Aperture Efficiencies of Impulse Radiating Antennas // Proc. Of the 4th Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics Conference. – Tel Aviv, Israel. – 1998. – P. 94 – 108.

7. Месяц Г.А. Генерирование мощных наносекундных импульсов / Г.А. Месяц. – М.: Сов. радио, 1974. – 256 с.

8. Искровой сверхвысокочастотный генератор-излучатель высокой пиковой мощности / К.П. Грачев, Н.Н. Грицов, И.И. Есаков, К.В. Ходатаев // Радиотехника и электроника. – 1994. – Вып. 12. – С. 2044 – 2049.

9. Новый универсальный радиолокационный передатчик // Электроника. – 1970. – Т.43, № 13. – С.32.

10. Астанин Л.Ю. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений / Л.Ю. Астанин, А.А. Костылев. – М.: Радио и связь, 1989. – 212 с.

11. Хармут Х.Ф. Теория секвентного анализа. Основы и применения / Х.Ф. Хармут. – М.: Мир, 1980. – 234 с.

12. Daniels D.Y., Guntov D.Y., Scott H.F. // IEEE Proc. Pt. F., 1980. V. 127. P.278.

13. Масалов С.А., Почанин Г. П., Ротарь С.В. // Сб. «Научное приборостроение в мм и субмм диапазонах радиоволн». – Х.: ИПЭ НАНУ, 1992. – С. 55.

14. Zamyatin V.I. The Definition of the Time-Space And Power Performances of the Ultrawideband Antennas / V.I. Zamyatin, G.V. Yermakov // Радиофизика и радиоастрономия. – 2002. – Т. 7, № 4. – С. 375 – 378.

15. Ермаков Г.В. Электродинамический анализ сверхширокополосных излучающих структур поверхностного типа (часть 1) / Г.В. Ермаков // Радиотехника. – 2000. – Вып. 115. – С. 18 – 21.

16. Ермаков Г.В. Анализ пространственно-временных характеристик сверхширокополосных антенных решеток / Г.В. Ермаков, Г.С. Антонов, В.Ф. Шеянов // Вестник НТУ «ХПИ», 2001. – Вып. 14. – С. 66 – 73.

17. Стадник А.М. Атмосферные искажения сверхширокополосных импульсов ультракороткой длительности / А.М. Стадник, Г.В. Ермаков // Радиофизика и радиоастрономия. – 2000. – Т.5, № 2. – С. 125–131.

18. Вайнштейн А.А. Выделение сигналов на фоне случайных помех / А.А. Вайнштейн, В.Д. Зубаков. – М.: Сов. радио, 1960. – 447 с.

19. Хастингс Н. Справочник по статистическим распределениям / Н. Хастингс, Дж. Пикок. – М.: Наука, 1970. – 90 с.

Надійшла до редколегії 26.06.2013

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