

РОЗШИРЕННЯ МЕЖ ОДНОЗНАЧНОГО ВИМІРЮВАННЯ ДАЛЬНОСТІ Й РАДІАЛЬНОЇ ШВИДКОСТІ ШЛЯХОМ ВИКОРИСТАННЯ ПАЧОК БАГАТОКОМПОНЕНТНИХ СИГНАЛІВ

У ході проектування імпульсно-доплерівських радіолокаційних станцій одним із ключових моментів є вибір періоду повторення імпульсів, який визначає межі однозначного вимірювання дальності й радіальної швидкості та створює суперечність у вимірюванні цих величин. Особливо гостро вона проявляється в разі аналізу сигналів, відбитих від гвинтів, турбін та пропелерів літальних апаратів. Основними підходами до вирішення завдання розширення меж однозначного вимірювання дальності та радіальної швидкості є використання вобуляції періоду повторення імпульсів і створення ансамблю сигналів для їх розділення за формою. Формування ансамблю зонduючих сигналів для імпульсної радіолокаційної станції необхідно проводити з урахуванням як взаємкореляційних, так і автокореляційних властивостей. Запропоновано підхід до формування пачок багатокореляційних сигналів із можливістю розділення імпульсів усередині пачки. Кожен з імпульсів у пачці утворюється шляхом додавання деякої кількості сигналів з лінійною частотною модуляцією, які відрізняються значенням амплітуди та девіації частоти. У разі збільшення девіації частоти амплітуда складової зменшується. Зменшення коефіцієнта взаємної кореляції багатокореляційних сигналів із утвореного ансамблю можна досягти збільшенням кількості компонент кожного сигналу. Розмір ансамблю сигналів, який можна утворити на основі багатокореляційних сигналів з лінійною модуляцією частоти, залежить від вимог, що висувуються до коефіцієнта взаємної кореляції та автокореляційної функції сигналів. Показано, що для розширення меж вимірювання координат за фіксованої довжини хвилі необхідно збільшувати кількість імпульсів у пачці. Результати проведених досліджень свідчать про потенційну можливість використання запропонованого багатокореляційного сигналу з лінійною модуляцією частоти для формування пачок імпульсів з їх подальшим розділенням.

Ключові слова: період повторення імпульсів; радіолокаційна станція; багатокореляційний сигнал; пачка сигналів; лінійна частотна модуляція; автокореляційна функція.

Постановка проблеми в загальному вигляді. Вибір відповідного періоду повторення імпульсів (ППІ) є дуже важливим для проектування радіолокаційної станції (РЛС), оскільки визначає межі однозначного вимірювання дальності й радіальної швидкості та створює протиріччя у вимірюванні цих величин. У значній мірі це стосується імпульсно-доплерівських РЛС, у яких ППІ визначає межі однозначного вимірювання частотного зсуву прийнятого сигналу. Оскільки в останній час спостерігається підвищений інтерес до аналізу “тонкої” структури прийнятого сигналу [1], що зумовлений, зокрема, модуляційними ефектами гвинтів, турбін та пропелерів літальних апаратів і відповідним розширенням спектра [2], то суперечність однозначних вимірювань ще більше загострюється.

© М. В. Бугайов, С. П. Самойлик, 2020

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Питанням розширення меж однозначного вимірювання дальності та радіальної швидкості в імпульсних РЛС присвячено значну кількість публікацій [1–10]. У дослідженнях [1–2] розглядається проблема вибору ППП з урахуванням ефектів вторинної модуляції сигналу для розпізнавання аеродинамічних цілей та боротьби з імітуючими перешкодами. У роботах [3–9] запропоновано різні схеми побудови пачок зондуючих імпульсів на основі ступінчатої зміни несучої частоти, міжімпульсного кодування та вобуляції ППП. У роботі [10] проведено детальний аналіз стану проблеми стосовно систем селекції рухомих цілей (СРЦ). Отже, аналіз відомих методів вирішення проблеми розширення меж однозначного вимірювання дальності та радіальної швидкості з одночасним підвищенням перешкодозахищеності РЛС є актуальним завданням сучасної радіолокації.

Формулювання завдання дослідження. Метою статті є дослідження можливостей використання багатокомпонентних сигналів із лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ) для формування пачок імпульсів з можливістю їх подальшого розділення шляхом узгодженої фільтрації, що дасть змогу незалежно розширювати межі вимірювання як дальності, так і радіальної швидкості.

Виклад основного матеріалу

Аналіз підходів до вирішення проблеми однозначності вимірювань координат. Усунення невизначеності вимірювання дальності та радіальної швидкості досягається застосуванням модуляції параметрів послідовностей або пачок імпульсів і визначенням фазового зсуву модуляції відбитого сигналу. Модуляція може здійснюватися зміною ППП (безперервно або дискретно), зміною несучої частоти (за лінійним або гармонічним законом) або застосуванням певних форм імпульсної модуляції (широтно-імпульсної, фазо-імпульсної або амплітудно-імпульсної). Вибір виду модуляції проводиться залежно від характеру застосування РЛС і накладених на неї обмежень.

У загальному випадку там, де необхідне точне вимірювання дальності, а роздільна здатність за дальністю мала порівняно з ППП (використання ширококутових зондуючих сигналів), застосовують системи з багатьма частотами повторення імпульсів. Використання кількох фіксованих ППП потребує послідовного неоднозначного вимірювання дальності на кожній частоті повторення з наступним порівнянням результатів вимірювання із виключенням неоднозначності [8–9].

Якщо ж роздільна здатність за дальністю одного порядку порівняно з ППП (застосування вузькосмугових зондуючих сигналів), то можна використовувати дві різні несучі частоти. Наприклад, одна несуча частота може бути використана для парних номерів імпульсів, а інша – для непарних (різниця між частотами відносно мала). Різниця фаз між відбитими від цілі сигналами на різних частотах пропорційна відстані до цілі і дає змогу вимірювати цю відстань [8]. Системи з частотною модуляцією використовують тоді, коли важлива простота апаратури [9].

У разі СРЦ у РЛС з постійним ППП мають місце так звані “сліпі” швидкості на частотах Доплера $f_D = \pm k/T$ ($k = 0, 1, 2, \dots$), оскільки на цих частотах фаза відбитого сигналу від рухомої цілі за період повторення імпульсів T змінюється в $2\pi k$ рази. Для виключення цього явища зазвичай використовують вобуляцію (модуляцію) періоду повторення зондуючих сигналів (період слідування імпульсів може змінюватися від

імпульсу до імпульсу або від пачки до пачки), що призводить до розмивання швидкісної характеристики системи СРЦ і зменшує таким чином кількість і глибину провалів результуючої швидкісної характеристики. Визначення фазового зсуву вобуляції відбитого сигналу дозволить уникнути неоднозначності вимірювання дальності.

Вибір закону вобуляції проводиться, у загальному випадку, за критерієм максимізації коефіцієнта підзавадової видимості з урахуванням мінімуму пульсацій амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) фільтра в смузі пропускання. Найчастіше використовують лінійний, перехресний та випадковий види вобуляції.

Розрахунки й моделювання показують, що вобуляція періоду T приводить до зменшення провалів АЧХ нерекурсивних і рекурсивних фільтрів, проте при цьому відбувається звуження смуги режекції фільтра в разі одночасного розширення та спотворення спектра перешкод. Тому ефективність подавлення пасивних перешкод погіршується [9].

Системи з безперервною зміною ППП навряд чи взагалі можна застосовувати, зважаючи на високий рівень випадкових заважаючих сигналів і пов'язаних із цим труднощів.

Перспективним, але мало дослідженим напрямком вирішення даної проблеми є використання малих значень ППП із розділенням імпульсів за кодовими ознаками протягом періоду виявлення. Це дозволить позбутися неоднозначності визначення дальності та збільшити кількість імпульсів у пачці без сповільнення огляду. Більша гнучкість забезпечується в разі використання деяких видів стиснення імпульсів, що дозволяють досягти необхідної роздільної здатності за дальністю або точністю за умови довших імпульсів і більш низьких рівнів пікової потужності [10].

Лінійне розділення сигналів. Залежно від параметрів сигналу, що використовуються для їх розділення (селекції), застосовують такі види розділення: просторове, часове, частотне, фазове, амплітудне, а також комбіновані способи, що ґрунтуються на їх поєднанні (просторово-часове, амплітудно-частотне, розділення за формою).

Теорія лінійної селекції сигналів становить значний інтерес в радіолокації. У РЛС доводиться застосовувати її в разі розділення сигналів від кількох цілей, коли необхідно зменшити взаємний заважаючий вплив систем, та боротьби з навмисними перешкодами нешумового типу [8].

Розглянемо теорію лінійної селекції сигналів щодо створення набору (ансамблю) сигналів для формування пачок зондуючих імпульсів. При цьому введемо обмеження на скінченну кількість імпульсів у пачці і на те, що фільтр для кожного імпульсу зі створеного ансамблю повинен реагувати на "свій" сигнал і не реагувати на решту. На практиці немає необхідності досягати повної рівності нулю ефекту дії на "своїх" сигналів. Важливо лише те, щоб сумарний ефект дії цих сигналів був малим порівняно з ефектом дії "свого" сигналу.

Щоб сигнали можна було розділити, вони повинні задовольняти певні умови. Необхідною і достатньою є умова їх лінійної незалежності.

Згідно з теоремою функцій дійсної змінної, щоб функції $u_0(t), u_1(t), \dots, u_l(t)$, визначені на інтервалі $[-\tau_i/2, \tau_i/2]$, були лінійно незалежними, необхідно і достатньо, щоб не дорівнював нулю визначник Грама:

$$G[u_0(t), u_1(t), \dots, u_l(t)] = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1l} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2l} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{l1} & a_{l2} & \dots & a_{ll} \end{vmatrix} \neq 0, \quad (1)$$

елементи якого визначають за такою формулою:

$$a_{ij} = \int_{-\tau_i/2}^{\tau_i/2} u_i(t)u_j(t)dt, \quad \text{де } i, j = 1, 2, 3, \dots, l. \quad (2)$$

Визначник Грама не дорівнює нулю, зокрема для ортогональної системи функцій, а для ортонормованої – завжди дорівнює одиниці. Іншими словами, будь-які ортогональні (ортонормовані) сигнали завжди можна розділити.

У радіолокації розділення сигналів зазвичай проводиться за наявності шуму, тому намагаються використовувати ортогональні сигнали. Якщо сигнали лінійно незалежні, але не ортогональні, то їх розділення пов'язане з погіршенням відношення сигнал-шум. Чим більша кількість сигналів розділяється, тим більше погіршується дане значення. Ортогональні сигнали розділяються без погіршення відношення сигнал-шум.

Проте вибір ансамблю сигналів для РЛС є більш складною задачею, ніж для систем зв'язку та навігації. У РЛС зонduючий сигнал повинен мати задану автокореляційну функцію (АКФ), тому вибір ансамблю зонduючих сигналів для РЛС необхідно проводити з урахуванням як взаємкореляційних (для надійного розділення сигналів), так і автокореляційних (для однозначного та точного вимірювання параметрів) властивостей.

Розглянемо можливі підходи до побудови ансамблів сигналів.

1. Використання слабокорельованих послідовностей із кодуванням фази. Фазоманіпульовані (ФМн) сигнали порівняно з частотно-модульованими (ЧМ) сигналами вимагають складної системи формування та обробки. Крім того, для ФМн сигналів складно враховувати спотворення спектральних складових сигналу на шляху поширення за значної ширини спектра сигналу. Для ЧМ сигналів у кожен момент часу випромінюється одна спектральна складова, і тому простіше враховувати ефекти на трасі поширення.

2. Застосування процедур ортогоналізації, наприклад, Грама-Шмідта, Гівенса або Хаусхолдера. Дані процедури потребують додаткових обчислювальних затрат у разі цифрового формування сигналів. Крім того, АКФ сигналів після їх ортогоналізації потребує проведення додаткових досліджень.

3. Використання ансамблів ортогональних сигналів, сформованих на основі систем ортонормованих функцій (поліноми Лежандра, Чебишева, Ерміта, Лагерра). АКФ сигналів, побудованих на основі даних поліномів, мають значний рівень бічних пелюсток (рівень першої бічної пелюстки становить 0,4) і досить малу швидкість їх спадання.

Враховуючи вказані вище особливості побудови наборів сигналів, розглянемо можливості використання сигналів із лінійною модуляцією частоти та багатокомпонентних ЛЧМ сигналів для формування їх ансамблів.

Формування пачок багатокомпонентних сигналів. Перед розглядом ансамблів багатокомпонентних сигналів розглянемо кореляційні властивості ансамблю ЛЧМ

сигналів. Два ЛЧМ сигнали з досить добрими кореляційними властивостями можна записати у такому вигляді:

$$u_1(t) = \cos\left(2\pi f_0 + \frac{\pi\Delta f}{\tau_i} t^2\right), \quad u_2(t) = \cos\left(2\pi f_0 - \frac{\pi\Delta f}{\tau_i} t^2\right), \quad (3)$$

де Δf – девіація частоти.

Ці сигнали займають одну і ту ж смугу частот, але мають протилежний закон зміни частоти. Характер поведінки взаємокореляційної функції при цьому описується такою формулою:

$$\rho_{12} = \frac{1}{\sqrt{\tau_i \Delta f}}. \quad (4)$$

Тобто кореляція обернено пропорційна кореню з бази сигналу. Це дещо гірше, ніж у кодів, утворених за допомогою псевдовипадкових послідовностей.

Ансамбль ЛЧМ сигналів можна отримати, використовуючи сигнали, що відрізняються значенням девіації частоти Δf , яка може бути як додатною, так і від’ємною. Значення взаємної кореляції двох сигналів із такого ансамблю за великих значень добутку $\tau_i |\Delta f_i - \Delta f_j|$ описується виразом

$$\rho_{ij} \approx \frac{1}{\sqrt{\tau_i |\Delta f_i - \Delta f_j|}}. \quad (5)$$

З виразу (5) видно, що для забезпечення добрих кореляційних властивостей ансамблю ЛЧМ сигналів необхідно відповідним чином обрати величину $\Delta f_i - \Delta f_j$. Чим більше максимально допустиме в системі значення Δf_{\max} , тим більшу кількість слабкорельованих ЛЧМ сигналів можна побудувати.

Ансамбль багатокomпонентних ЛЧМ сигналів можна записати в такому вигляді:

$$u_0(t, \alpha_0, \beta_0), u_1(t, \alpha_1, \beta_1), \dots, u_L(t, \alpha_L, \beta_L), \quad (6)$$

де α_i – коефіцієнт, що визначає амплітуду складових сигналу;

β_i – коефіцієнт, що визначає девіацію частоти складових сигналу;

L – розмірність ансамблю сигналів.

Кожен із сигналів ансамблю можна описати таким виразом:

$$u_i(t, \alpha_i, \beta_i) = \left[\sum_{n=0}^{N-1} \alpha_i^n \cos\left(\pi \frac{\Delta f \beta_i^n t^2}{\tau_i}\right) \right] \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_i^{-n}, \quad t \leq \left\lfloor \frac{\tau_i}{2} \right\rfloor, \quad (7)$$

де N – кількість компонент сигналу;

n – номер складової сигналу;

$\sum_{n=0}^{N-1} \alpha_i^{-n}$ – нормуючий множник.

Запишемо вираз для визначення коефіцієнта взаємної кореляції ρ_{ij} двох багатокомпонентних ЛЧМ сигналів:

$$\rho_{ij} = \frac{1}{E} \int_{-\tau_i/2}^{\tau_i/2} u_i(t, \alpha_i, \beta_i) u_j(t, \alpha_j, \beta_j) dt, \quad (8)$$

де E – енергія сигналу.

Проаналізуємо значення коефіцієнта ρ_{ij} залежно від кількості складових сигналу N за різних значень коефіцієнтів β і фіксованого значення коефіцієнта α . На рис. 1а показано залежність коефіцієнта взаємної кореляції ρ_{ij} у разі $\alpha = 1,4$ і початкового значення $\beta = 1,35$. Аналіз кривих показує, що збільшення кількості компонент сигналу приводить до зменшення кореляції між сигналами. Також збільшення розносу значень коефіцієнта $\Delta\beta$ і, відповідно, збільшення розносу в ширині спектрів багатокомпонентних сигналів спричиняє зменшення коефіцієнта ρ_{ij} . Це пояснюється меншим перекриттям спектрів відповідних сигналів унаслідок більшого розширення спектра одного багатокомпонентного сигналу порівняно з іншим через більше значення коефіцієнта β . На рис. 1б показано аналогічну залежність для сигналів із параметрами $\alpha = 2,0$; $\beta = 1,45$. З порівняльного аналізу графіків залежностей коефіцієнта кореляції (рис. 1а, б) можна зробити висновок, що зменшення коефіцієнта взаємної кореляції двох багатокомпонентних сигналів можна досягти збільшенням кількості компонент N , розносу ширини спектрів сигналу за рахунок збільшення $\Delta\beta$ або початкових значень параметрів сигналу α і β .

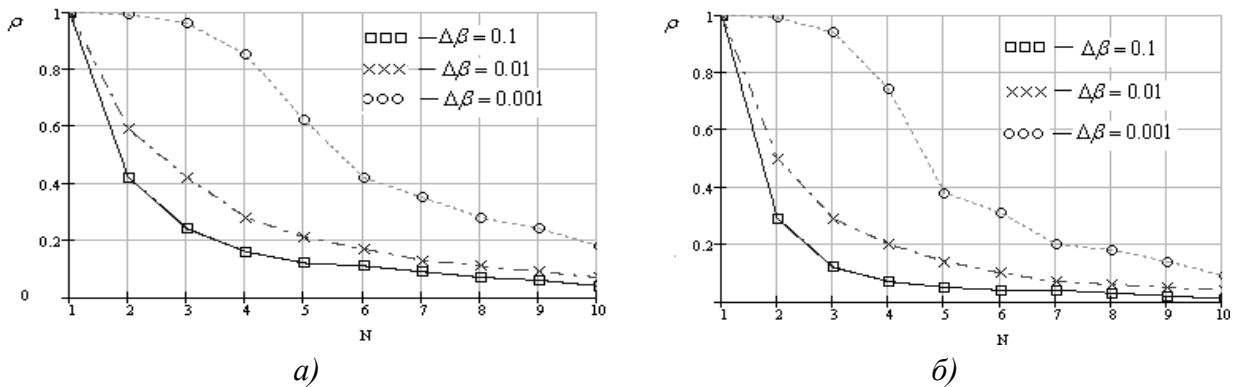


Рис. 1. Залежність коефіцієнта взаємної кореляції ρ двох багатокомпонентних ЛЧМ сигналів: а) для $\alpha = 1,4$; $\beta = 1,35$; б) для $\alpha = 2,0$; $\beta = 1,45$

Варто зазначити, що коефіцієнт взаємної кореляції є досить нечутливим до зміни коефіцієнта α в разі зміни кількості складових сигналу й фіксованого значення β . Навіть за $N = 10$ і рознесення $\Delta\alpha = 0,1$ коефіцієнт кореляції перевищує рівень 0,9.

У роботі [11] проведено аналіз АКФ багатокомпонентного ЛЧМ сигналу залежно від кількості складових сигналу та коефіцієнтів, що визначають амплітуду й девіацію частоти. Також показано, що лише для певних значень пар коефіцієнтів α і β максимальний рівень бічних пелюсток F_{\max} досягає свого мінімального значення (табл. 1). Причому це досягається в разі кількості складових сигналу $N = 5$. Подальше збільшення N зумовлює

незначне підвищення рівня бічних пелюсток АКФ, проте спостерігається розширення основної пелюстки АКФ в області низької кореляції (утворюється п'єдестал).

Таблиця 1

Оптимальні значення параметрів α і β

α	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0	2,2	2,4
β	0,65	0,75	0,79	1,25	1,3	1,35	1,4	1,4	1,45	1,5	1,5
F_{\max}	0,053	0,04	0,048	0,06	0,05	0,042	0,035	0,035	0,042	0,05	0,05

Оцінимо можливість утворення ансамблю багатокомпонентних ЛЧМ сигналів із добрими кореляційними властивостями. Сформуємо набір із 6 багатокомпонентних сигналів відповідно до табл. 1:

$$u_0(t, \alpha_0, \beta_0), u_1(t, \alpha_1, \beta_1), u_2(t, \alpha_2, \beta_2), u_3(t, \alpha_3, \beta_3), u_4(t, \alpha_4, \beta_4), u_5(t, \alpha_5, \beta_5), \quad (9)$$

де

$$\alpha_0 = 1,00; \beta_0 = 1,25; \alpha_1 = 1,10; \beta_1 = 1,27; \alpha_2 = 1,20; \beta_2 = 1,30; \\ \alpha_3 = 1,30; \beta_3 = 1,33; \alpha_4 = 1,4; \beta_4 = 1,35; \alpha_5 = 1,50; \beta_5 = 1,40.$$

Розрахуємо значення коефіцієнтів кореляції всіх пар сигналів даного ансамблю та обчислимо визначник Грама відповідно до формули (1):

$$G[u_0(t), u_1(t), \dots, u_5(t)] = \begin{vmatrix} 1,00 & 0,33 & 0,26 & 0,23 & 0,23 & 0,20 \\ 0,33 & 1,00 & 0,25 & 0,19 & 0,19 & 0,14 \\ 0,26 & 0,25 & 1,00 & 0,18 & 0,18 & 0,13 \\ 0,23 & 0,19 & 0,18 & 1,00 & 0,19 & 0,12 \\ 0,23 & 0,19 & 0,18 & 0,19 & 1,00 & 0,12 \\ 0,20 & 0,14 & 0,14 & 0,12 & 0,12 & 1,00 \end{vmatrix} = 0,634. \quad (10)$$

Оскільки значення визначника Грама не дорівнює нулю, то сигнали утвореного ансамблю можна розділити шляхом узгодженої фільтрації. Як бачимо з виразу (10), максимальна кореляція спостерігається між $u_0(t)$ та $u_1(t)$ і становить 0,33, а мінімальна – між $u_3(t)$ і $u_5(t)$; $u_4(t)$ і $u_5(t)$ – 0,12.

Розмір ансамблю сигналів, який можна утворити на основі багатокомпонентних сигналів, залежить від вимог, що висуваються до коефіцієнта взаємної кореляції та АКФ сигналів. Крім того, даний ансамбль можна розширити удвічі за рахунок використання багатокомпонентних ЛЧМ сигналів із різними знаками дев'яці частоти.

Даний підхід до розділення сигналів можна використати для формування пачок сигналів, коли необхідно вимірювати як дальність до об'єкта, так і його радіальну швидкість у широких межах. Зокрема, спектр сигналу, відбитого від аеродинамічної цілі, що має гвинти, турбіни або пропелери, містить багато спектральних ліній і є досить широким. Позначимо ППІ, необхідний для однозначного вимірювання радіальної швидкості, T_{\min} , а дальності – T_{\max} (рис. 2).

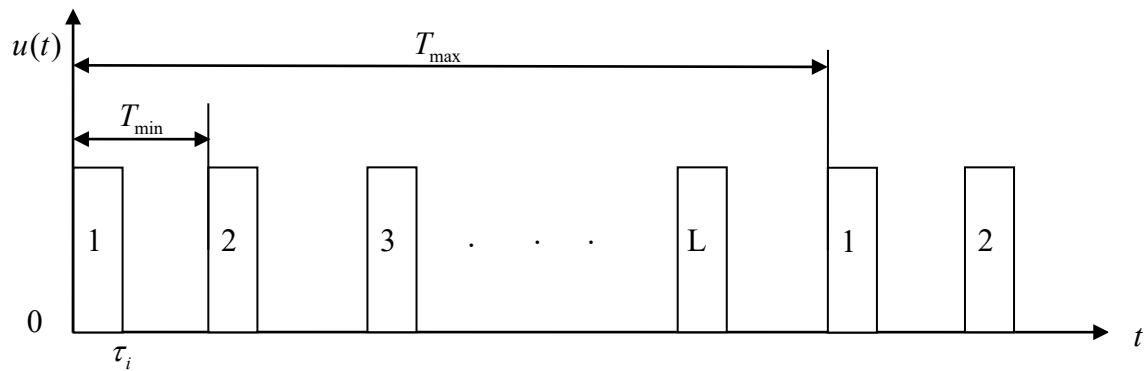


Рис. 2. Пачка багатоконпонентних сигналів

Тоді кількість імпульсів у пачці можна визначити як відношення максимального ППІ до мінімального ППІ:

$$L = \frac{T_{\max}}{T_{\min}} = \frac{8}{c\lambda} \cdot R_{\max} v_{R_{\max}}, \quad (11)$$

де c – швидкість поширення електромагнітних хвиль;

λ – робоча довжина хвилі;

R_{\max} – максимальне очікуване значення дальності до цілі;

$v_{R_{\max}}$ – максимальне очікуване значення радіальної швидкості цілі.

Із виразу (11) видно, що з розширенням меж вимірювання координат у разі фіксованої довжини хвилі необхідно збільшувати кількість імпульсів у пачці.

Висновки. Результати проведених досліджень свідчать про потенційну можливість використання запропонованого багатоконпонентного ЛЧМ сигналу для формування пачок імпульсів з їх подальшим розділенням. Наведено залежність коефіцієнта взаємної кореляції багатоконпонентних сигналів залежно від обраних параметрів та надано рекомендації щодо формування ансамблів сигналів. Перспективним є дослідження використання запропонованого підходу для підвищення перешкодостійкості системи, оскільки зміна від імпульсу до імпульсу форми зондуючого сигналу дасть змогу підвищити відношення сигнал-шум у результаті накопичення сигналів у разі дії імітуючих перешкод.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Chen V. C. The Micro-Doppler Effect in Radar. ARTECH HOUSE, 2011. 309 p.
2. Гейстер С. Р. Адаптивное обнаружение распознавание с селекцией помех по спектральным портретам. Минск : Военная академия РБ, 2000. 172 с.
3. Levanon N. Stepped-frequency pulse-train radar signal // IEE Proceedings - Radar Sonar and Navigation. 2002. 149 (6). P. 297–309. DOI: [10.1049/ip-rsn:20020432](https://doi.org/10.1049/ip-rsn:20020432)
4. Rasool S. B., Bell M. R. Efficient Pulse-Doppler Processing and Ambiguity Functions of Nonuniform Coherent Pulse Trains // IEEE Radar Conference. 2010. P. 1150–1155.
5. Levanon N. Mitigation Range Ambiguity in High PRF Radar using Inter-Pulse Binary Coding // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 2009. Vol. 45, No. 2. P. 687–697.

6. Bystrov N. E. et al. Range and Doppler Ambiguity Elimination in Coherent Radar using Quasicontinuous Signals // *Journal of Mechanical Engineering Research and Developments*. 2017. Vol. 40, No. 4. P. 37–46.
7. Rosli S. J. Design of Binary Coded Pulse Trains with Good Autocorrelation Properties for Radar Communications // *MATEC Web of Conferences*. 2018. Vol. 150. P. 1–5. doi.org/10.1051/mateconf/201815006016
8. Richards M. A. Principles of Modern Radar. Vol. I: Basic Principles. SciTech Publishing, 2010. 962 p.
9. Gini F., Maioand D. A., Patton L. Waveform Design and Diversity for Advanced Radar Systems. The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, 2012. 571 p.
10. Gaspare Galati. Advanced Radar Techniques and Systems. London, Peter Peregrinus Ltd, 1993. 1013 p.
11. Даник Ю. Г., Бугайов М. В., Поздняков П. В. Зниження рівня бічних пелюсток автокореляційної функції багатокomпонентного сигналу з лінійною модуляцією частоти // Системи управління, навігації та зв'язку. 2013. № 3. С. 31–36.

Подано 25.09.2020

REFERENCES

1. Chen, V. C. (2011). *The Micro-Doppler Effect in Radar*.
2. Geister, S. R. (2000). *Adaptivnoe obnaruzhenie raspoznavanie s selektsiei pomekh po spektral'nym portretam [Adaptive detection-recognition with interference selection based on spectral portraits]*. Minsk [in Russian].
3. Levanon, N. (2002). Stepped-frequency pulse-train radar signal. *IEE Proceedings - Radar Sonar and Navigation*, 149 (6), 297–309. <http://dx.doi.org/10.1049/ip-rsn:20020432>
4. Rasool, S. B., & Bell, M. R. (2010). Efficient Pulse-Doppler Processing and Ambiguity Functions of Nonuniform Coherent Pulse Trains. In *IEEE Radar Conference*. (pp. 1150–1155).
5. Levanon, N. (2009). Mitigation Range Ambiguity in High PRF Radar using Inter-Pulse Binary Coding. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst*, Vol. 45, No. 2, 687–697.
6. Bystrov, N. E. et al. (2017). Range and Doppler Ambiguity Elimination in Coherent Radar using Quasicontinuous Signals. *Journal of Mechanical Engineering Research and Developments*, Vol. 40, No. 4, 37–46.
7. Rosli, S. J. (2018). Design of Binary Coded Pulse Trains with Good Autocorrelation Properties for Radar Communications In *MATEC Web of Conferences*, Vol. 150, 1–5. <https://doi.org/10.1051/mateconf/201815006016>
8. Richards, M. A. (2010). *Principles of Modern Radar. Vol. I: Basic Principles*. SciTech Publishing.
9. Gini, F., Maioand, D. A., & Patton, L. (2012). *Waveform Design and Diversity for Advanced Radar Systems*. The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom.
10. Gaspare Galati. (1993). *Advanced Radar Techniques and Systems*. London, Peter Peregrinus Ltd.
11. Danyk, Yu. H., Buhaiiov, M. V., & Pozdniakov, P. V. (2013). Znyzhennia rivnia bichnykh peliustok avtokoreliatsiinoi funktsii bahatokomponentnoho syhnalu z liniinoiu moduliatsiieiu

chastoty [Decreasing the level of side lobes of the autocorrelation function of a multicomponent signal with linear frequency modulation]. *Systemy upravlinnia, navihatsii ta zv'iazku [Control, navigation and communication systems]*, 3, 31–36 [in Ukrainian].

M. V. Buhaiov, S. P. Samoilyk

RANGE AND RADIAL VELOCITY MEASUREMENT AMBIGUITY ELIMINATION WITH TRAINS OF MULTICOMPONENT SIGNALS

When designing pulse-Doppler radar, one of the key points is the choice of the pulse repetition period, which determines the boundaries of unambiguous measurement of range and radial velocity and creates contradictions in the measurement of these values. This contradiction is especially acute in the analysis of signals reflected from the propellers and turbines of aircraft. The main approaches to solving the problem of expanding the boundaries of unambiguous measurement of range and radial velocity is the use of variable pulse repetition period and the creation of signal ensembles to separate them by shape. Generation of an ensemble of sounding signals for a pulsed radar must be carried out taking into account both cross-correlation and auto-correlation properties. An approach to the generation of multicomponent signal trains with the possibility of pulse separation inside the train is proposed. Each of the pulses in the train is formed by adding a number of chirp signals, which differ in the values of amplitude and frequency deviation. As the frequency deviation increases, the amplitude of the component decreases. Reducing the cross-correlation coefficient of multicomponent signals from the formed ensemble can be achieved by increasing the number of components of each signal. The size of the signal ensemble, which can be formed on the basis of multicomponent chirp signals, depends on the requirements for the cross-correlation coefficient and auto-correlation function of the signals. It is shown that in order to expand the limits of coordinate measurement at a fixed wavelength, it is necessary to increase the number of pulses in the train. The results of the research demonstrate the potential possibility of using the proposed multicomponent chirp signal to form train of pulses with its subsequent separation.

Keywords: *pulse repetition period, radar station, multicomponent signal, signal train, linear frequency modulation, autocorrelation function.*