

УДК 629.7.058.53

І.Л. Колодчак, А.Й. Семенюк, О.Є. Чудяк

ДП «Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут», Львів

СПОСІБ ФОРМУВАННЯ ПЕЛЕНГАЦІЙНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ В ДВОКАНАЛЬНОМУ АКТИВНОМУ РАДІОЛОКАТОРІ ГСН З КОНІЧНИМ СКАНУВАННЯМ

Розглянуто спосіб формування пеленгаційної характеристики тракту автоматичного супроводу цілі по кутових координатах в двоканальному радіолокаторі головки самонаведення ракети (англ. – missile seeker). Показана можливість майже дворазового збільшення крутизни пеленгаційної характеристики тракту і, як наслідок, точності пеленгування при збереженні енергетичного потенціалу тракту, а також зниження чутливості радару до сигналів, що поступають з напрямків мимо головної пелюстки діаграми направленості антени.

Ключові слова: головка самонаведення ракети, радар, пеленгаційна характеристика, тракт автоматичного супроводу, сигнальна функція невизначеності, виявлення.

Постановка проблеми

Тракт автоматичного супроводу цілі по кутових координатах є чи не найважливішою ланкою радіолокатора головки самонаведення (ГСН), оскільки саме якісні та кількісні показники відслідковування взаємного положення ракети та цілі по кутових координатах та їх похідних безпосередньо впливають на виконання основної цілевої функції високоточної зброї, а саме, надійного з допустимим промахом зіткнення атакуючого елемента з ціллю. Зважаючи на жорсткі обмеження щодо бортової апаратури одноразового використання по масо-енергогабаритах та вартості, а також на мініатюрні кутові розміри потенційних одиночних цілей на граничних віддальх ($\approx 0,1 \div 0,05$ кутових градусів), імпульсні радары ГСН виконують, як правило, у вигляді одно- або двоканальних систем з використанням електронного (або електромеханічного) сканування парціальних діаграм антени, апертура якої співвимірні з калібром носія (снаряда або ракети), а діапазон робочих частот сягає до декількох сотень ГГц. В такій структурі імпульсного радіолокатора тракт автоматичного супроводу цілей по кутах являє собою певний симбіоз класичної одноканальної конічної та двоканальної моноімпульсної системи, поєднуючи при цьому переваги та недоліки як однієї, так і іншої [1, 2].

Відомі [3] моноімпульсні системи з амплітудною пеленгацією для визначення кутової координати цілі в одній з ортогональних площин шляхом формування двох парціальних діаграм, що перетинаються на певному рівні (як правило, мінус 3 дБ) і рознесені на однакові кути $\pm \theta_0$ від рівносигнального напрямку. Визначення кутових координат в обох ортогональних площинах забезпечується конічним

скануванням вищезазначених парціальних діаграм антени навколо опорного рівносигнального напрямку з постійною кутовою швидкістю Ω , величина якої узгоджена з динамікою взаємного зближення цілі, ракети та, можливо, підстилаючої поверхні.

Пеленгаційна характеристика моноімпульсного радару ГСН повинна вказувати на величину і знак кута приходу прийнятого сигналу, тобто являти собою непарну дійсну функцію аргумента (кута, який задається перпендикуляром в напрямку на ціль до фронту розповсюдження електромагнітного поля) [2].

Оскільки при амплітудному пеленгуванні кутова інформація міститься в амплітудних парціальних діаграмах (фазові парціальні діаграми ідентичні), то пеленгаційна характеристика двоканального радару $r_a(\theta)$ є адитивним відношенням тільки амплітудних парціальних діаграм направленості, зокрема

$$r_a(\theta) = \frac{F_I(\theta) - F_{II}(\theta)}{F_I(\theta) + F_{II}(\theta)}, \quad (1)$$

де $F_I(\theta)$, $F_{II}(\theta)$ – амплітудні парціальні діаграми направленості антени для кожного з двох каналів відповідно;

θ – кут пеленгації цілі.

Для радіолокатора ГСН, описаного в [3], в якості оптимальної процедури виявлення (detection) сигналів при некогерентній локації з послідувочою оцінкою часу затримки та частоти Доплера використовується, як відомо, метод оцінки взаємкореляції по часу та частоті комплексних обвідних (законів модуляції) прийнятого (відбитого від цілі) та опорного (випроміненого) радіосигналу. В результаті після статистичної обробки необхідної кількості радіоімпульсів формується двовимірна дискретна

сигнальна комплексна функція невизначеності $\Psi(\tau, F)$, максимальне значення модуля якої після порівняння з адаптивним порогом фіксує наявність сигналу та величину його відхилення по шкалах часу затримки τ та частоти Доплера F . Якщо пеленгаційна характеристика тракту автосупроводу формується в після-детекторній обробці, то в формулі (1) параметри $F_I(\theta)$, $F_{II}(\theta)$ при фіксованому значенні кута θ фактично будуть модулями тих значень функцій невизначеності $|\Psi_I(\tau, F)|$ та $|\Psi_{II}(\tau, F)|$, для яких має місце виявлення в результаті перемноження сигналів обох незалежних каналів радару відповідно та інтегрування їх добутку, тому вираз для сигналу на виході кутового дискримінатора матиме вигляд

$$D(\theta) \Big|_{\theta=\theta_\phi} = \frac{|\Psi_I(\tau_d, F_d)| - |\Psi_{II}(\tau_d, F_d)|}{|\Psi_I(\tau_d, F_d)| + |\Psi_{II}(\tau_d, F_d)|}, \quad (2)$$

де $|\Psi_I(\tau_d, F_d)|$, $|\Psi_{II}(\tau_d, F_d)|$ – елементи матриць модуля функцій невизначеності відповідних каналів радару для тих значень параметрів $\tau = \tau_d$ та $F = F_d$, при яких має місце виявлення сигналу із заданими статистичними характеристиками; $D(\theta)$ – нормований параметр відхилення напрямку приходу сигналу від цілі відносно опорної рівносигнальної осі антени; θ_ϕ – фіксоване значення кута пеленгації на момент обчислення функції невизначеності.

Розкладання параметра відхилення $D(\theta)$ на ортогональні чинники, після попередньої компенсації неінформативної постійної складової, відбувається в синхронному детекторі з використанням опорних квадратурних функцій $(\sin \Omega t, \cos \Omega t)$, які синфазно відслідковують конічне сканування парціальних діаграм антени. Крім того отримані таким чином ортогональні складові сигналів відхилення підлягають фільтрації з метою досягнення оптимального співвідношення (балансу) між динамічною та флуктуаційною складовими сумарної похибки.

Деяке збільшення крутизни пеленгаційної характеристики в таких системах [2], що приводить до покращення співвідношення сигналу розузгодження до флуктуаційної похибки, можливе за рахунок симетричного збільшення лінійного виносу фазових центрів парціальних опромінювачів відносно рівносигнальної осі антени. Однак внаслідок цього, особливо при великих відношеннях L/λ (L – діаметр основної апертури, λ – довжина хвилі), зменшується коефіцієнт підсилення парціальних діаграм, зокрема в зоні рівносигнального напрямку, що при незмінних інших параметрах приведе до зниження енергетичного потенціалу радару ГСН. Крім того формування пеленгаційної характеристики згідно із співвідношенням (2), не враховує потенційної можливості

реалізації кореляційного приймача в тракці автоматичного супроводу, що є бажаним та можливим за наявності двох ідентичних незалежних приймальних каналів.

Мета статті

Модифікація способу формування пеленгаційної характеристики тракту автоматичного супроводу радару ГСН для збільшення її крутизни шляхом використання кореляційної обробки прийнятих двома незалежними каналами ехо-сигналів.

Виклад основного матеріалу

Згідно з [4], синтез алгоритму кореляційного прийому передбачає перемноження з послідовним інтегруванням добутку адитивних сумішей (сигналу від цілі, завад від підстилаючої поверхні та власного шуму), прийнятих двома незалежними каналами, парціальні діаграми яких охоплюють в той самий момент часу і ту саму просторову зону.

Формування модифікованої пеленгаційної характеристики тракту. В нашому випадку парціальні діаграми антени здійснюють конічне сканування простору із взаємним фазовим зсувом на 180 градусів, що відповідає часовому інтервалу в півперіоду частоти обертання $T_{0,5}$, тобто

$$T_{0,5} = 0,5 \cdot (2\pi / \Omega). \quad (3)$$

Якщо припустити, що протягом вищезначеного часу (практично він становить величину від декількох одиниць до декількох десятків мілісекунд) ні ракурс цілі, ні цілефонова обстановка, ні характеристики траси розповсюдження електромагнітного поля в напрямку на ціль суттєво не зміняться, то кореляційний алгоритм формування пеленгаційної характеристики тракту автоматичного супроводу та пеленгації двоканального радару ГСН може бути наступним:

$$D(\theta) \Big|_{\theta=\theta_\phi} = \frac{A - B}{A + B}, \quad (4)$$

де $A = |\Psi_I(\tau_d, F_d)| \cdot |\Psi_{II}(\tau_d, F_d, t + T_{0,5})|$;

$$B = |\Psi_{II}(\tau_d, F_d)| \cdot |\Psi_I(\tau_d, F_d, t + T_{0,5})|;$$

t – час, що відповідає моменту обчислення значень матриці сигнальних функцій невизначеності $\Psi_I(\tau_d, F_d, t)$ та $\Psi_{II}(\tau_d, F_d, t)$ для обох незалежних каналів радару;

$t + T_{0,5}$ – час, що відповідає моменту обчислення затриманих значень матриці сигнальних функцій невизначеності $\Psi_I(\tau_d, F_d, t + T_{0,5})$ та $\Psi_{II}(\tau_d, F_d, t + T_{0,5})$ для обох незалежних каналів радару через півоберту конічного сканера антени.

Зважаючи на вищесказане припущення, а також на практичну ідентичність парціальних діаграм та каналів радару, можна шляхом простих перетворень, довести, що крутизна пеленгаційної характеристики

згідно з виразом (4) теоретично в два рази більша аналогічної крутизни обчисленої за формулою (2). Очевидно, якщо

$$\begin{aligned} |\Psi_I(\tau_d, F_d)| &= |\Psi_{II}(\tau_d, F_d, t+T_{0,5})| = a > 0, \\ |\Psi_{II}(\tau_d, F_d)| &= |\Psi_I(\tau_d, F_d, t+T_{0,5})| = b > 0, \end{aligned}$$

то згідно з виразами (2) та (4) маємо:

$$\begin{aligned} \frac{a-b}{a+b} < \frac{a^2-b^2}{a^2+b^2}; \quad \frac{1}{a+b} < \frac{a+b}{a^2+b^2}; \\ 1 < \frac{a^2+b^2}{a^2+b^2} + \frac{2ab}{a^2+b^2}; \quad 1 < 1 + \frac{2ab}{a^2+b^2}. \end{aligned} \quad (5)$$

Для рівносигнальної зони $a = b$, тому права частина нерівності дорівнює 2, що підтверджує гіпотезу, сформульовану вище, причому для нерівносигнального напрямку, якщо величина a зменшується (збільшується), то відповідно, а саме обернено пропорційно, величина b збільшується (зменшується), що залишає практично незмінною праву частину останньої нерівності в співвідношеннях (5).

На рис. 1 наведені експериментально виміряні

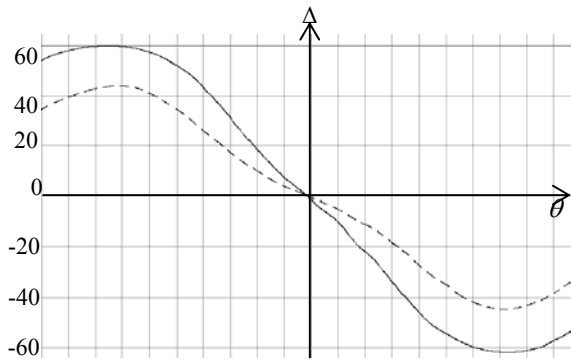


Рис. 1. Пеленгаційні характеристики тракту

пеленгаційні характеристики тракту: існуюча, що обчислюється за формулою (2) (пунктирна лінія), та модифікована згідно з формулою (4) (суцільна лінія) відповідно.

Δ – величина сигналу розузгодження між рівносигнальною віссю антени та напрямком на ціль (виражена у відносних одиницях).

Адаптація алгоритму виявлення цілі. Як витікає з виразів (2) та (4), кардинальну роль у вирахованні пеленгаційної характеристики відіграє, зокрема, якість та надійність роботи алгоритму виявлення цілі. Тому для збільшення ймовірності правильного виявлення та зменшення ймовірності хибних тривог, як було сказано вище, після обчислення взаємкореляції за τ та F всі N спектральних коефіцієнтів кожного з S елементів дальності матриці розміром $(N \times S)$ функції невизначеності $\Psi_I(\tau, F)$ першого каналу перемножуються на відповідні їм комплексно спряжені значення аналогічних елементів матриці функції невизначеності $\Psi_{II}(\tau, F)$ такого самого розміру другого каналу, а отримані добутки інтегруються на інтервалі, кратному

періоду обертання антени T . Таким чином, в [3] реалізується кореляційний приймач в тракті виявлення, причому

$$|\Psi_{I,II}(\tau, F)| = \frac{1}{K} \left| \sum_{i=1}^K \Psi_{I_i}(\tau, F) \times \Psi_{II_i}^*(\tau, F) \right|, \quad (6)$$

де $*$ – символ комплексного спряження кожного елемента матриці;

\times – символ поелементного комплексного перемноження матриць;

K – задана, виходячи з динаміки взаємного зближення, кількість циклів виявлення, на кожному з яких обробляється N радіоімпульсів у кожному з S елементів дальності;

$\Psi_{I_i}(\tau, F)$, $\Psi_{II_i}(\tau, F)$ – комплексні матриці функцій невизначеності на i -му циклі виявлення;

$\Psi_{I,II}(\tau, F)$ – результуюча комплексна матриця функції невизначеності, за значеннями якої визначаються конкретні величини $\tau = \tau_d$ та $F = F_d$, після порівняння модулів $|\Psi_{I,II}(\tau, F)|$ з адаптивним порогом.

Якщо справедливі вищевказані припущення, при яких має місце формула (4), то можна отримати ряд корисних властивостей, модифікувавши алгоритм виявлення цілі, що описується виразом (6), зокрема:

$$\begin{aligned} |\Psi_{I,II}(\tau, F)| &= \frac{1}{K} \left| \sum_{i=1}^K \Psi_{I_i}(\tau, F) \times \Psi_{II_i}^*(\tau, F, t+T_{0,5}) \right| = \\ &= \frac{1}{K} \left| \sum_{i=1}^K \Psi_{II_i}(\tau, F) \times \Psi_{I_i}^*(\tau, F, t+T_{0,5}) \right|; \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} |\Psi_{I,II}(\tau, F)| &= \frac{1}{K} \left| \sum_{i=1}^K \Psi_{I_i}(\tau, F) \times \Psi_{II_i}^*(\tau, F, t+T_{0,5}) \times \right. \\ &\quad \left. \times \Psi_{II_i}(\tau, F) \times \Psi_{I_i}^*(\tau, F, t+T_{0,5}) \right|. \end{aligned} \quad (8)$$

Проаналізуємо рис. 2а, рис. 2б та рис. 2в, кожен з яких якісно ілюструє взаємодію парціальних діаграм каналів в одній площині та особливості утворення результуючої діаграми виявлення (заштриховано) для вищевказаних різних алгоритмів, що описуються формулами (6), (7) та (8) відповідно.

На рисунках 2а, 2б, 2в суцільними лініями показані січення базових апертурних парціальних діаграм антени, пунктирними лініями – січення перемножених парціальних діаграм, заштрихованою областю – січення тіла, що визначає результуючу діаграму, в межах якої переважно відбувається виявлення цілі, а параметрами P (вісь ординат) та θ (вісь абсцис) позначені потужність прийнятого сигналу та кут пеленгації відповідно.

Зауважимо, що заштрихована область на рис. 2в є найвужчою, що позитивно впливає на роздільну здатність системи по кутових координатах в процесі циклічного виявлення при автоматичному супроводі цілі.

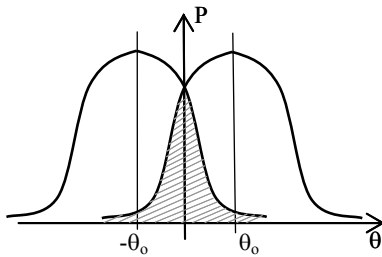


Рис. 2а. Діаграма виявлення згідно з виразом (6)

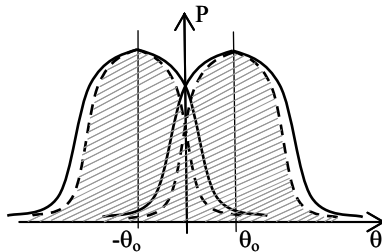


Рис. 2б. Діаграма виявлення згідно з виразом (7)

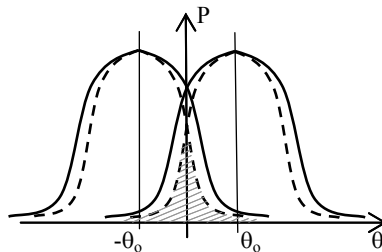


Рис. 2в. Діаграма виявлення згідно з виразом (8)

Висновки

Отже, на підставі аналізу вищенаведеного, результатів математичного моделювання та відповідних експериментальних досліджень можна стверджувати:

Обчислення пеленгаційної характеристики згідно з виразом (4), а також реалізація алгоритму виявлення згідно з виразом (8), дозволяє збільшити її крутизну приблизно в два рази та забезпечує найвужчу результуючу діаграму тракту (а значить, і найбільшу роздільну здатність по кутах) при постійному виявленні в режимі автоматичного супроводу.

Способ формирования пеленгационной характеристики в двухканальном активном радиолокаторе ГСН с коническим сканированием

И.Л. Колодчак, А.И. Семенюк, А.Е. Чудяк

Рассмотрен способ формирования пеленгационной характеристики тракта автоматического сопровождения цели по угловым координатам в двухканальном радиолокаторе головки самонаведения ракеты (анг. missile seeker). Показана возможность почти двукратного увеличения крутизны пеленгационной характеристики тракта и, как следствие, точности пеленгования при сохранении энергетического потенциала тракта, а также понижение чувствительности радара к сигналам, поступающим из направлений мимо главного лепестка диаграммы направленности антенны.

Ключевые слова: головка самонаведения ракеты, радар, пеленгационная характеристика, тракт автоматического сопровождения, сигнальная функция неопределенности, обнаружение.

The direction-finding characteristic formation approach in the two channel radar locator of a missile homing device with conical scan

I. Kolodchak, A. Semeniuk, O. Chudiak

The direction-finding characteristic formation approach of the target tracking path in the two channel radar locator of a missile homing device was considered. The possibility of double increase of the direction-finding characteristic slope with effect of direction-finding accuracy increase and reduction of side lobe clutter was shown.

Keywords: missile homing device, radar, direction-finding characteristic, target tracking path, ambiguity function, signal detection

У режимі початкового захоплення, якщо априорі відомо, що фон навколо цілі в основному рівномірний або ехосигнал від цілі в межах тридцятидбелової зони діаграми виявлення (див. рис. 2б) є домінуючим, то для зменшення перехідного процесу алгоритм виявлення доцільно реалізовувати згідно з виразом (7), а після захоплення цілі виконувати сценарій, описаний в пункті 1.

При перемноженні діаграм в режимі автоматичного супроводу зменшується чутливість радара по всіх (перших, бокових та задніх) пелюстках, якщо вони є суттєво меншими за основну в базових (апертурних) парціальних діаграмах антени.

Якщо фон (підстилююча поверхня) дає менш корельований ехосигнал, ніж ціль, то кореляційний приймач в тракці автоматичного супроводу, який реалізується залежністю (4) в тандемі з фільтром низьких частот (інтегратором) забезпечує найкраще подавлення такого паразитного сигналу.

Список літератури

1. Основы радиоправления. / Под ред. В.А. Вейцеля и В.Н. Тупугина. М.: Сов. радио, 1973. – С. 464.
2. А.И. Леонов, К.И. Фомичев / Моноимпульсная радиолокация. М.: Радио и связь, 1984. – С.312.
3. В.П. Антонюк, Є.І. Клепфер, І.Л. Колодчак, М.С. Мартинів, А.Й. Семенюк. Принципи технічної реалізації адаптивної активно-пасивної ГСН 3-мм діапазону хвиль для наведення засобів ураження по наземних цілях. Сборник научных трудов - МРФ'2011, Харьков, 2011, 1 т. – Ч.2 – С. 186-189.
4. Теоретические основы радиолокации. / Под ред. В.Е. Дулевича, 2-ое изд. – М.: Сов. радио, 1978. – С. 606.

Рецензент: д.т.н., с.н.с. А.М. Зубков, Академія сухопутних військ імені гетьмана Петра Сагайдачного, м. Львів.