

2.5 Удосконалення розпізнавання типу супроводженої цілі у радіолокаторі з амплітудним миттєвим порівнянням сигналів

В статті висвітлено порядок вирішення задачі виміру геометричних розмірів цілей та їх взаємного відношення для більш точного розпізнавання цілей в РЛС супроводження з амплітудним миттєвим порівнянням сигналів. Отримані співвідношення вирішення даної задачі дозволили авторам запропоновувати структурну схему визначення типу цілі. Необхідність вирішення даного завдання в першу чергу для РЛС супроводження X-діапазону хвиль, що можуть застосовуватися як станції наведення ракет, полягає у розширенні можливостей правильно приймати рішення відповідним персоналом, щодо кількості боєприпасів для обстрілу конкретного типу цілей.

Ключові слова: РЛС супроводження з амплітудним миттєвим порівнянням сигналів, розпізнавання цілей, амплітудний моноімпульсний пеленгатор, діаграма направленості антени, система автоматичного кутового вимірювача координат, кутовий шум цілі, рівносигнальний напрямок.

В сучасних РЛС супроводження з амплітудним миттєвим порівнянням сигналів для розпізнавання цілей використовуються спектральні відмінності, енергетичні відмінності, швидкісні відмінності тощо [74-76]. Але додатковою важливою відмінністю є геометричні розміри цілей [77-80]. При застосуванні технологій, що зменшують ефективну поверхню цілі (ЕПВ), що відбиває питання розпізнавання типу цілі за геометричними розмірами зовсім затруднено [81]. Приклади геометричних розмірів цілей за типами надані у табл. 1.

Таблиця 1. Геометричні розміри цілей за типами

Тип цілі	Важкий бомбардувальник (типу Ту-95МС)	Тактичний винищувач (типу МіГ-29)	Крилата ракета (3М-14 «Калибр»)	Авіаційна бомба (ФАБ-500М- 54)
Довжина цілі ($L_{ц}$), м	47,05	17,32	6,25	1,5
Висота цілі ($H_{ц}$), м	13,20	4,73	0,54	-
Розмах крила ($G_{ц}$), м	50,05	11,36	3,08	-
Площа крила ($S_{ц}$), кв.м	295	38,1		-
Діаметр корпусу ($D_{ц}$), м	-	-	0,53	0,45

Тому актуальною є задача виміру геометричних розмірів цілей та їх взаємного відношення, які поки що не вдається вимірювати.

Аналіз показує, що для звукових й малошвидкісних літальних апаратів відношення висоти до довжини ($H_{ц}/L_{ц}$), або розмаху крил ($H_{ц}/G_{ц}$) складає близько 0,25-0,28, для тактичної швидкісної авіації це відношення знаходиться в діапазоні 0,3-0,45, для крилатих ракет та керованих авіабомб – 0,5-0,9 [77-80].

У зв'язку з цим пропонується додати до признаков класифікації типу цілі ще й також співвідношення їх розмірів.

Амплітудний моноімпульсний пеленгатор (АМП) [74,75] системи автоматичного кутового вимірювача координат будується за методом миттєвого порівняння сигналів, який передбачає прийом у кожній площині вимірювання координат відбитого від цілі сигналу двома однаковими парціальними діаграмами направленості (ДН) антени $F_1(\theta)$ і $F_2(\theta)$ з єдиним електричним центром і розведеними у просторі осями на кут $2\theta_0$, рівний 0,6-0,8 ширини діаграми направленості, і рівносигнальним напрямком (РСН), зображеними на рис. 1.

Відхилення цілі від РСН характеризується кутом $\theta'_\text{ц}$.

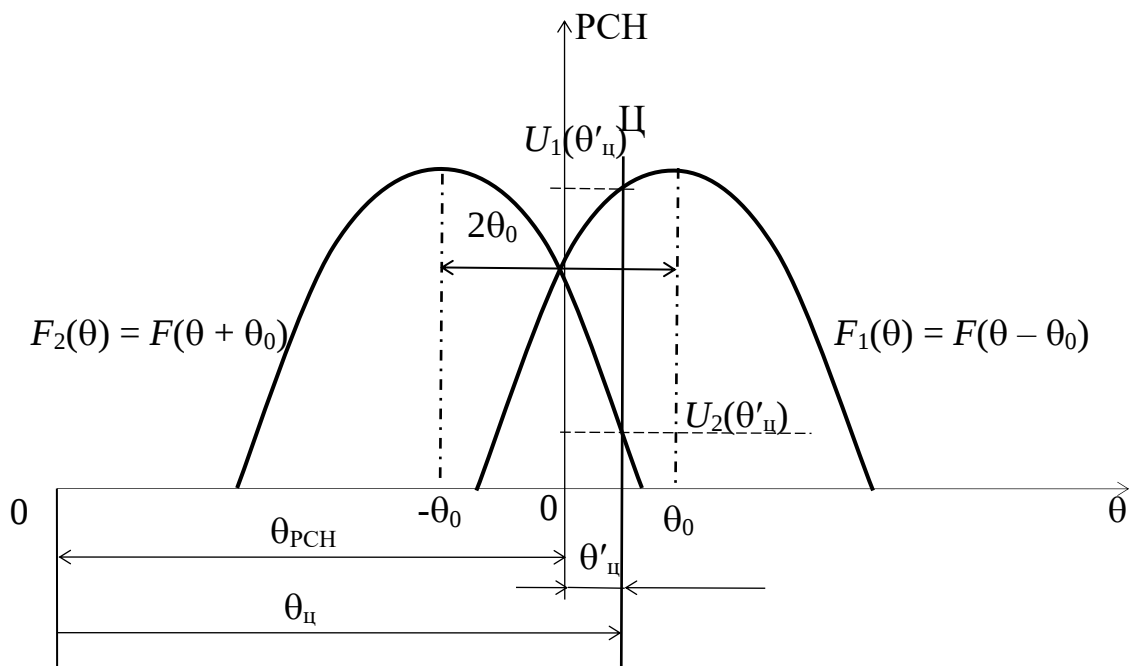


Рисунок 1 – Амплітудна миттєва рівносигнальна зона і кутове положення цілі у прямокутній системі координат

Таким чином, кутова координата цілі становить:

$$\theta_\text{ц} = \theta_\text{рчн} \pm \theta'_\text{ц}. \quad (1)$$

Як видно з рис. 1, прийнятий сигнал від цілі двома діаграмами направленості, можна визначити за співвідношеннями [75,76]

$$u_1(\theta'_\text{ц}) = U_1(\theta_\text{ц}) \cos(2\pi f_\text{с} t + \varphi_\text{с}) = U_\text{с} F(\theta_0 - \theta'_\text{ц}) \cos(2\pi f_\text{с} t + \varphi_\text{с}); \quad (2)$$

$$u_2(\theta'_\text{ц}) = U_2(\theta_\text{ц}) \cos(2\pi f_\text{с} t + \varphi_\text{с}) = U_\text{с} F(\theta_0 + \theta'_\text{ц}) \cos(2\pi f_\text{с} t + \varphi_\text{с}), \quad (3)$$

де $U_1(\theta_\text{ц})$ і $U_2(\theta_\text{ц})$ – амплітуди прийнятого сигналу цілі першою та другою діаграмами направленості;

$U_\text{с}$, $f_\text{с}$ і $\varphi_\text{с}$ – амплітуда, частота і фаза прийнятого сигналу цілі;

$F(\theta)$ – парціальна діаграма направленості.

В [74] показано, що в результаті сумарно-різницевої обробки прийнятих сигналів та при малих кутах $\theta'_\text{ц}$ формуються різницевий сигнал:

$$U_{\Delta}(\Delta\theta) = U_c[F_2(\theta_0 - \theta'_{\text{ц}}) - F_1(\theta_0 - \theta'_{\text{ц}})] = U_c F(\theta_0) \mu \theta'_{\text{ц}} \quad (4)$$

та сумарний сигнал:

$$U_{\Delta}(\Delta\theta) = U_c[F_2(\theta_0 - \theta'_{\text{ц}}) + F_1(\theta_0 - \theta'_{\text{ц}})] = U_c F(\theta_0), \quad (5)$$

де μ – крутизна дискримінаторної характеристики АМП;

$F(\theta_0)$ – коефіцієнт підсилення антени у рівносигнальному напрямку.

Рівність $U_1(\theta) = U_2(\theta)$ досягається при $\theta'_{\text{ц}} = 0$, тобто за умови, що ціль знаходиться на РСН. В режимі слідкуючого вимірювання кутових координат [75,76] забезпечується рівність $\theta_{\text{РСН}} = \theta'_{\text{ц}}$. Тому $\theta_{\text{РСН}}$ стає значенням кутової координати в кожній площині вимірювання.

Типова структура амплітудного моноімпульсного пеленгатора системи автоматичного кутового вимірювача сучасних РЛС супроводження цілей [75-77] приведена на рис. 2.

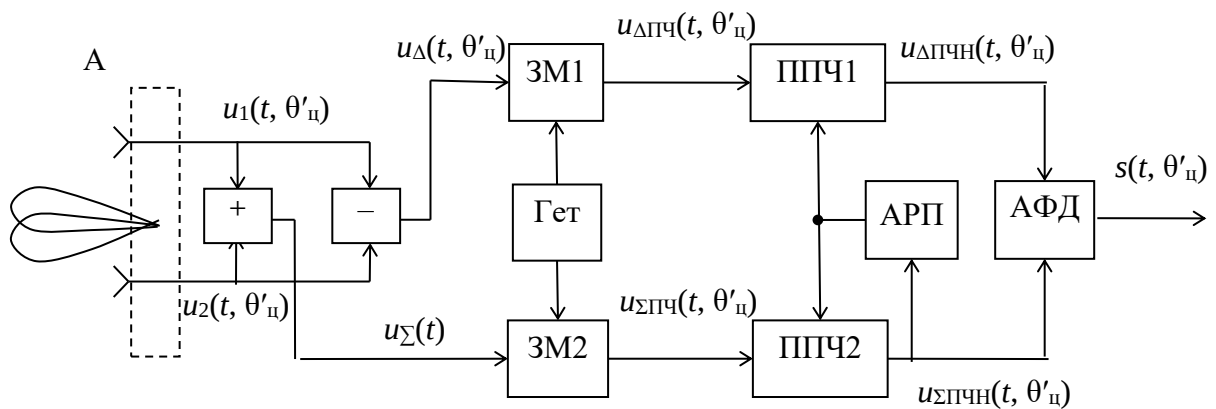


Рисунок 2 – Структурна схема АМП з автоматичним регулюванням підсилення

Таким чином, різницевий сигнал (4) містить інформацію про кутове відхилення цілі від РСН, а саме $\theta'_{\text{ц}}$.

Для стабілізації дискримінаторної характеристики, усунення залежності похибки $\theta'_{\text{ц}}$ від флуктуацій амплітуди сигналу та її зміни від дальності до цілі різницевий і сумарний сигнали після пониження частоти у змішувачах (ЗМ) величину частоти гетеродину (Гет) нормуються амплітудою сумарного сигналу

у підсилювачах проміжної частоти (ППЧ), охоплених схемою автоматичного регулювання підсилення (АРП). На виходах ППЧ сигнали різницевого і сумарного каналів мають вигляд:

$$u_{\Delta\text{ПЧН}}(t, \theta'_\text{ц}) = 2\mu\theta'_\text{ц} \frac{K_\Delta U_c F(\theta_0)}{K_\Sigma U_c F(\theta_0)} U_0 \cos(2\pi f_{\text{ПЧ}} t + \varphi_c); \quad (6)$$

$$u_{\Sigma\text{ПЧН}}(t) = \frac{K_\Sigma U_c F(\theta_0)}{K_\Sigma U_c F(\theta_0)} U_0 \cos(2\pi f_{\text{ПЧ}} t + \varphi_c), \quad (7)$$

де $U_0 = \text{const}$ – амплітуда напруги, яка виставлена у схемі АРП у початковому стані;

$f_{\text{ПЧ}}$ – проміжна частота сигналу цілі після змішувачів;

K_Δ і K_Σ – коефіцієнти підсилення різницевого і сумарного приймальних каналів.

Приймальні канали повинні забезпечувати однакові коефіцієнти підсилення $K_\Delta = K_\Sigma = K$, інакше, як видно з (6,7), виникає похибка різноканальності.

Після обробки на амплітудно-фазовому детекторі сигнал оцінки похибки відхилення напругу на ціль від РСН має вигляд:

$$S(t, \theta'_\text{ц}) = \overline{u_{\Delta\text{ПЧН}}(t, \theta'_\text{ц}) \cdot u_{\Sigma\text{ПЧН}}(t)} = \mu\theta'_\text{ц} U_0^2 K_{\text{ФД}}, \quad (8)$$

де $K_{\text{ФД}}$ – коефіцієнт передачі фазового детектора;

$\overline{u_{\Delta\text{ПЧН}}(t, \theta'_\text{ц}) \cdot u_{\Sigma\text{ПЧН}}(t)}$ – операція помноження вхідних сигналів з низькочастотною фільтрацією вихідного сигналу.

Враховуючи, що ціль взагалі є об'єктом складної конфігурації, а тому має багато точок відбиття сигналів (“яскравих точок” цілі), які утворюються суперпозицією відбитих сигналів на вході антени. Всі ці сигнали практично не

корельовані внаслідок швидко змінного різного набігу фаз у кожній “яскравій точці” особливо у Х-діапазоні хвиль.

У випадку коли прийняті діаграмами направленості сигналу є суперпозицією відбитих сигналів однієї цілі, то виникає блукання сумарного центру відбиття утворюючи так званий “кутовий шум” цілі, який стає тим більшим чим більша за розмірами ціль. Цей факт спостерігається при контролі флуктуацій амплітуди різницевого каналу при автоматичному супроводженні цілі за кутовими координатами, де АМП є дискримінатором.

Для виділення таких флуктуацій можна скористуватися запропонованим у [78] підходом виявлення наявного кутового розміру пари рознесених у просторі джерел випромінювання, сигнали яких не корельовані між собою, за рахунок ортогональної обробки різницевого сигналу шляхом введення відносного фазового зсуву на $\pi/2$ між різницеvim і сумарним сигналами.

Для цього потрібно розглянути сумарно-різницеву обробку суми сигналів двох “блискучих точок”, рознесених в протилежних напрямках відносно рівносигнального напрямку антени для однієї площини вимірювання координат.

Тоді після сумарно-різницевої обробки буде отримано різницевий і сумарний сигнали виду:

$$U_{\Delta}(\Delta\theta) = U_1 F(\theta_0) \mu \theta'_1 \sin \Phi_1(t) + U_2 F(\theta_0) \mu \theta'_2 \sin \Phi_2(t), \quad (9)$$

$$U_{\Sigma}(\Delta\theta) = U_1 F(\theta_0) \cos \Phi_1(t) + U_2 F(\theta_0) \cos \Phi_2(t), \quad (10)$$

де U_1 і U_2 – амплітуди сигналів першої та другої “блискучої точки”;

θ'_1 і θ'_2 – кутові відхилення першої та другої “блискучої точки” від РСН;

$\Phi_1(t)$ і $\Phi_2(t)$ – повні фази сигналів амплітуди сигналів першої та другої “блискучої точки”.

В [77] запропоновано знайти взаємну кореляційну функцію різницевого і сумарного сигналів з виділенням низькочастотної складової:

$$R_{\Delta} = \int_0^T U_{\Delta}(t) U_{\Sigma}(t - \tau) dt \Big|_{\tau=0} = \overline{U_{\Delta}(t) \times U_{\Sigma}(t)} =$$

$$= F^2(\theta_0) [U_1 \mu \theta'_1 \sin \Phi_1(t) + U_2 \mu \theta'_2 \sin \Phi_2(t)] \times [U_1 \cos \Phi_1(t) + U_2 \cos \Phi_2(t)] =$$

$$= F^2(\theta_0) \left[U_1 U_2 \mu \theta'_1 \frac{1}{2} \{ \sin[\Phi_1(t) - \Phi_2(t)] + \sin[\Phi_1(t) + \Phi_2(t)] \} + \right.$$

$$\left. + U_1 U_2 \mu \theta'_2 \frac{1}{2} \{ \sin[\Phi_2(t) - \Phi_1(t)] + \sin[\Phi_2(t) + \Phi_1(t)] \} \right].$$

В результаті низькочастотної фільтрації помножених сигналів буде отримано:

$$R_{\Delta} = \int_0^T U_{\Delta}(t) U_{\Sigma}(t) dt = \overline{U_{\Delta}(t) \times U_{\Sigma}(t)} = U_1 U_2 \mu (\theta'_1 - \theta'_2) \frac{1}{2} \sin[\Phi_1(t) - \Phi_2(t)]. \quad (11)$$

В амплітуді сигналу закладено різницю:

$$\theta'_1 - \theta'_2 = \Delta\theta, \quad (12)$$

яка являє собою кутовий розмір пари “блискучих точок”, тому що кути θ'_1 і θ'_2 мають протилежні знаки відносно РСН. Але залежність амплітуди від змін величин добутку U_1 і U_2 не дозволяє використовувати $\Delta\theta$ безпосередньо.

Сигнал (11) для горизонтальної площини шляхом формальної заміни θ'_1 і θ'_2 на β'_1 і β'_2 можна записати у вигляді:

$$R_{\Delta\beta} = U_1 U_2 \mu (\beta'_1 - \beta'_2) \frac{1}{2} \sin[\Phi_1(t) - \Phi_2(t)]. \quad (13)$$

Для знаходження лінійного розміру цілі в горизонтальній площині достатньо помножити кутовий розмір $\Delta\beta = \beta'_1 - \beta'_2$ на дальність до цілі $r_{ц}$ наступним чином [78]:

$$L_{ц} = r_{ц} \sin(\Delta\beta) \underset{\text{при } \Delta\beta \rightarrow 0}{=} r_{ц} \cdot \Delta\beta. \quad (14)$$

Якщо провести аналогічну обробку сигналів у вертикальній площині вимірювання координат, то шляхом формальної заміни θ'_1 і θ'_2 на ε'_1 і ε'_2 , буде отриманий сигнал виду:

$$R_{\Delta\varepsilon} = U_1 U_2 \mu(\varepsilon'_1 - \varepsilon'_2) \frac{1}{2} \sin[\Phi_1(t) - \Phi_2(t)], \quad (15)$$

а кутовий розмір цілі $\Delta\varepsilon = \varepsilon'_1 - \varepsilon'_2$ дає можливість виміру лінійного розміру цілі у вертикальній площині:

$$H_{\text{ц}} = r_{\text{ц}} \sin(\Delta\varepsilon) \underset{\text{при } \Delta\varepsilon \rightarrow 0}{=} r_{\text{ц}} \cdot \Delta\varepsilon. \quad (16)$$

Відношення отриманих лінійного розміру цілі у вертикальній (16) до її лінійного розміру в горизонтальній площині (14) дає можливість уточнювати тип цілі через їх кутові розміри:

$$\gamma = \frac{H_{\text{ц}}}{L_{\text{ц}}} = \frac{r_{\text{ц}} \cdot \Delta\varepsilon}{r_{\text{ц}} \cdot \Delta\beta} = \frac{\Delta\varepsilon}{\Delta\beta}. \quad (17)$$

Вирішення відношення (17) як будь-якої монотонної функції може бути виконане з використанням логарифмічної обробки сигналів і схемою віднімання:

$$\lg \gamma = \lg \frac{\Delta\varepsilon}{\Delta\beta} = \lg \Delta\varepsilon - \lg \Delta\beta. \quad (17)$$

Якщо провести детектування отриманих сигнали (13) і (15) то можна виділити їх амплітуди:

$$U_{\Delta\beta} = U_1 U_2 \mu(\beta'_1 - \beta'_2) = U_1 U_2 \mu \Delta\beta, \quad (18)$$

$$U_{\Delta\varepsilon} = U_1 U_2 \mu(\varepsilon'_1 - \varepsilon'_2) = U_1 U_2 \mu \Delta\varepsilon. \quad (19)$$

Аналізуючи отримані результати слід зазначити, що відношення сигналу (18) до сигналу (19) дозволяє отримати відношення кутових розмірів цілі та позбавитись змін амплітуд прийнятих сигналів “блискучих точок”:

$$\gamma = \frac{U_{\Delta\varepsilon}}{U_{\Delta\varepsilon}} = \frac{U_1 U_2 \mu \Delta\varepsilon}{U_1 U_2 \mu \Delta\varepsilon} = \frac{\Delta\varepsilon}{\Delta\varepsilon}. \quad (20)$$

Тому для вирішення умови (17) потрібно сигнали (18) та (19) провести через логарифмічні підсилювачі (ЛгП), а потім виконати операцію віднімання (17) над логарифмованими сигналами.

Схема, що дозволяє вирішити поставлену задачу представлена на рис. 3.

Операцію кореляційної обробки сигналів (13) і (15) пропонується провести

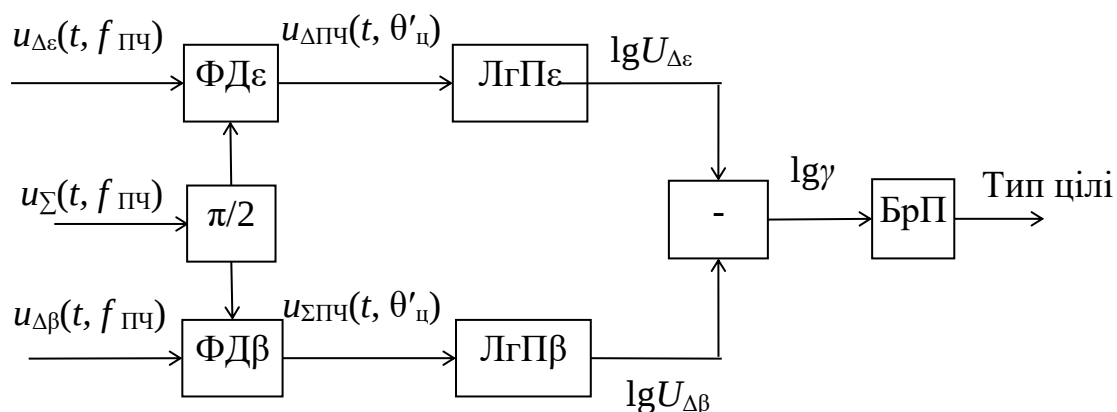


Рисунок 3 – Структурна схема визначення типу цілі

з використанням фазових детекторів $\Phi Д_\varepsilon$ і $\Phi Д_\beta$.

Для уточнення типу цілі через відношення її лінійних розмірів вихідний сигнал схеми віднімання потрібно провести через багаторівневий пороговий пристрій (БрП).

Висновки:

1. На теперішній час в сучасних РЛС супроводження з амплітудним миттєвим порівнянням сигналів для розпізнавання типів цілей використовуються наступні признаки: спектральні відмінності, енергетичні відмінності, швидкісні відмінності та інші. Але не завжди вони дають істинну

інформацію про тип повітряної цілі, оскільки комплексне застосування даних ознак не завжди реалізується.

2. В роботі пропонується додати до признаков класифікації типу цілі співвідношення їх геометричних розмірів, що дасть можливість з більшою імовірністю вирішувати дане завдання за рахунок позбавлення змін амплітуд прийнятих сигналів від цілей.

3. Отримані співвідношення вирішення даної задачі в РЛС супроводження побудованих на основі амплітудних моноімпульсних пеленгаторів дозволили запропоновувати структурну схему визначення типу цілі.

4. Дане завдання є актуальним в першу чергу для РЛС супроводження Х-діапазону хвиль, що можуть застосовуватися як станції наведення ракет. Це дозволить відповідному персоналу правильно приймати рішення, щодо кількості боєприпасів для обстрілу конкретного типу цілей.