

Л.Г. Кравець

ПОМИЛКИ СУПРОВОДЖЕННЯ БАГАТОКАНАЛЬНИМИ РАДІОПЕЛЕНГАТОРАМИ ГРУПИ ДЖЕРЕЛ ВИПРОМІНЮВАННЯ

Наводяться результати теоретичних та експериментальних досліджень щодо визначення помилок супроводження групи джерел випромінювання багатоканальними радіопеленгаторами.

В реальних умовах нерідкісні випадки, коли об'єктом супроводження бортових радіопеленгаторів бувають групи джерел радіовипромінювання, серед яких можуть бути і когерентні, і некогерентні. Супроводження таких джерел дуже часто проходить з великими помилками і при деяких умовах може призводити навіть до зриву процесу супроводження. Спробуємо розібратись у причинах виникнення таких помилок і умов, при яких вони призводять до зриву процесу супроводження.

Розглянемо спочатку простий випадок, коли в діаграму направленості радіопеленгатора попадають сигнали від двох когерентних джерел випромінювання А і В, як показано на рис. 1.

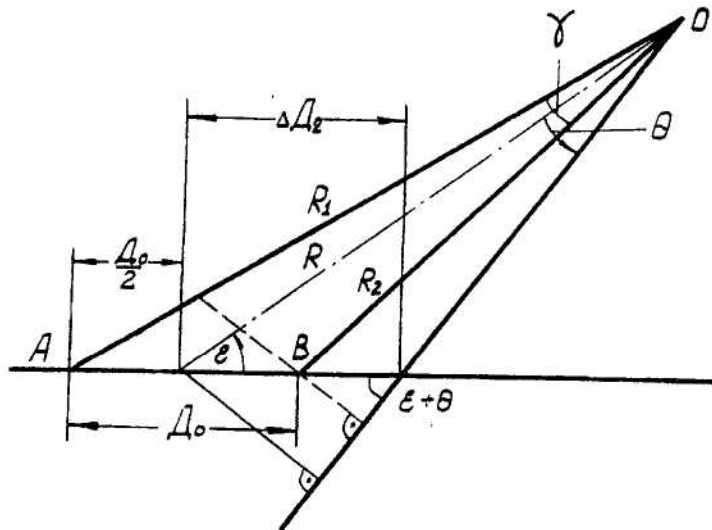


Рис. 1. Схема розміщення на місцевості джерел когерентних сигналів

Амплітуди сигналів на виході першого і другого антенних каналів амплітудного моноімпульсного пеленгатора згідно з [1], мають вигляд :

$$E_{a1} = E_1 g(\Theta_0 + \Theta_1) \cos \omega_0 t + E_2 g(\Theta_0 + \Theta_2) \cos (\omega_0 t + \varphi - \varphi_0), \tag{1}$$

$$E_{a2} = E_1 g(\Theta_0 - \Theta_1) \cos \omega_0 t + E_2 g(\Theta_0 - \Theta_2) \cos (\omega_0 t + \varphi - \varphi_0), \tag{2}$$

де Θ_0 – кут виносу максимуму ДН відносно рівносигнального напрямку;

Θ_1, Θ_2 – кутові координати першого і другого когерентних джерел;

φ – різниця набігу фаз сигналів від джерел А і В за рахунок проходження різних відстаней.

Для радіопеленгаторів з сумарно-різницевою обробкою нормована вихідна напруга фазового детектора, якщо фазовий детектор помножуючого типу визначається вираженням:

$$S_g(\Theta) = \frac{Re(\dot{U}_s \dot{U}_p)}{\dot{U}_s \dot{U}_s}, \tag{3}$$

де \dot{U}_s, \dot{U}_p – комплексні амплітуди сигналів на виході сумарного та різницевого каналів;

\dot{U}_s – комплексно-спряжена величина.

Вираження еквівалентної пеленгаційної характеристики, одержане в [1] для сукупності N джерел випромінювання, які створюють у місці розташування пеленгатора комплексні амплітуди поля $\dot{E}_k = E_k l^{j\varphi_k}$, має вигляд:

$$S_g(\Theta) = \frac{\sum_1^N \sum_1^N E_m E_n \left[\dot{g}(\Theta_0 - \Theta_m) \dot{g}(\Theta_0 - \Theta_n) \right] - \dot{g}(\Theta_0 + \Theta_m) \dot{g}(\Theta_0 + \Theta_n)}{\sum_1^N \sum_1^N E_m E_n \left[\dot{g}(\Theta_0 - \Theta_m) + \dot{g}(\Theta_0 + \Theta_m) \right] \left[\dot{g}(\Theta_0 - \Theta_n) + \dot{g}(\Theta_0 + \Theta_n) \right]} \cos(\varphi_m - \varphi_n) \quad (4)$$

Виходячи з цього вираження, одержуємо рівняння пеленгаційної характеристики при пеленгуванні двох когерентних джерел випромінювання при дійсній формі парціальних ДН антен пеленгатора:

$$S_g(\Theta) = \frac{g^2(\Theta_0 - \Theta_1) - g^2(\Theta_0 + \Theta_1) + a^2 [g^2(\Theta_0 - \Theta_2) - g^2(\Theta_0 + \Theta_2)] + 2a [g(\Theta_0 - \Theta_1)g(\Theta_0 - \Theta_2) - g(\Theta_0 + \Theta_1)g(\Theta_0 + \Theta_2)] \cos(\varphi - \varphi_0)}{[g(\Theta_0 - \Theta_1) + g(\Theta_0 + \Theta_1)]^2 + a^2 [g(\Theta_0 - \Theta_2) + g(\Theta_0 + \Theta_2)]^2 + 2a [g(\Theta_0 - \Theta_1)g(\Theta_0 - \Theta_2) - g(\Theta_0 + \Theta_1)g(\Theta_0 + \Theta_2)] \cos(\varphi - \varphi_0)} \quad (5)$$

де $a = E_2/E_1$.

При малих відхиленнях джерел від рівносильного напрямку (випадок, коли джерела знаходяться в "дальній зоні") рівняння для визначення кутової похибки Θ супроводження середини видимої бази двох когерентних джерел мають вигляд [1]:

$$\Theta = \frac{\gamma}{2} \frac{1 - a^2}{1 + a^2 + 2a \cos(\varphi - \varphi_0)} \quad (6)$$

В [1] показано, що це вираження справедливе для усіх типів пеленгаторів і співпадає з рівнянням нормалі до фазового фронту результуючої хвилі та з рівнянням, що визначає напрям результуючого вектора Пойнтінга.

Різниця фаз для дальньої зони:

$$\varphi = \frac{2\pi D_0}{\lambda} \cos \epsilon, \quad (7)$$

а половина кутової бази: $\frac{\gamma}{2} = \arctg \frac{D_0 \sin \epsilon}{2R}$. (8)

Похибка супроводження:

$$\Theta = \frac{1 - a^2}{1 + a^2 + 2a \cos \left(\frac{2\pi D_0}{\lambda} \cos \epsilon - \varphi_0 \right)} \arctg \frac{D_0 \sin \epsilon}{2R} = k \frac{\gamma}{2}, \quad (9)$$

де відносна кутова похибка:

$$k = \frac{\Theta}{\gamma/2} = \frac{1 - a^2}{1 + a^2 + 2a \cos \left(\frac{2\pi D_0}{\lambda} \cos \epsilon - \varphi_0 \right)} \quad (10)$$

При $\varphi - \varphi_0 = 0$ $k = k_{min} = \frac{1 - a}{1 + a}$, а при $\varphi - \varphi_0 = \pi$ $k = k_{max} = \frac{1 + a}{1 - a}$.

Результуюча діаграма випромінювання двох когерентних джерел виходить багатопелюстковою (вужкопорізаною) (рис. 2), тому що завжди $\frac{2\pi D_0}{\lambda} \gg 1$ і якщо пеленгатор попадає в максимум будь-якого пелюстка, то помилка Θ мінімальна, а в мінімумах (поміж окремими пелюстками) – максимальна.

Залежність $k = f(\varphi - \varphi_0)$ при різних a наведена на рис. 3, а залежність $k_{max} = f(a)$ – на рис. 4.

Величину лінійної помилки супроводження D_r визначаємо з рис. 1:

$$\Delta D_r = R \frac{\sin \Theta}{\sin(\epsilon + \Theta)} = \frac{R \operatorname{tg} \Theta}{\sin \epsilon + \cos \epsilon \operatorname{tg} \Theta} = R \frac{\operatorname{tg} \left(k \frac{\gamma}{2} \right)}{\sin \epsilon + \cos \epsilon \operatorname{tg} \left(k \frac{\gamma}{2} \right)} \quad (11)$$

Оскільки для дальньої зони величина $\frac{\gamma}{2}$ дуже мала, то можна прийняти $\operatorname{tg} \left(k \frac{\gamma}{2} \right) \approx k \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2}$.

$$\text{Тоді } \Delta D_r \approx R \frac{k \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2}}{\sin \varepsilon + k \cdot \operatorname{tg} \frac{\gamma}{2} \cdot \cos \varepsilon} = k \frac{D_0}{2} \frac{1}{1 + k \frac{D_0}{2R} \cos \varepsilon} \quad (12)$$

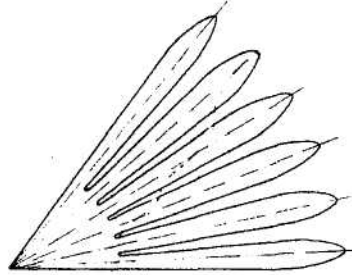


Рис. 2. Схематичний вигляд результуючої діаграми випромінювання двох когерентних джерел

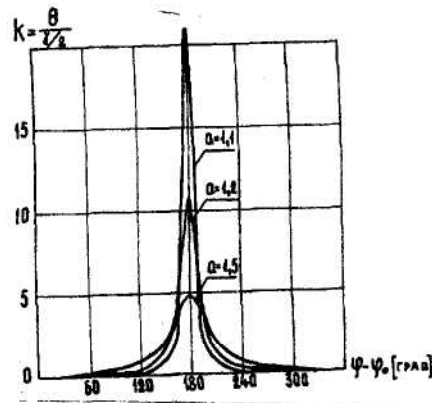


Рис. 3. Залежність кутової помилки супроводження від фазових співвідношень сигналів когерентних джерел на вході радіопеленгатора

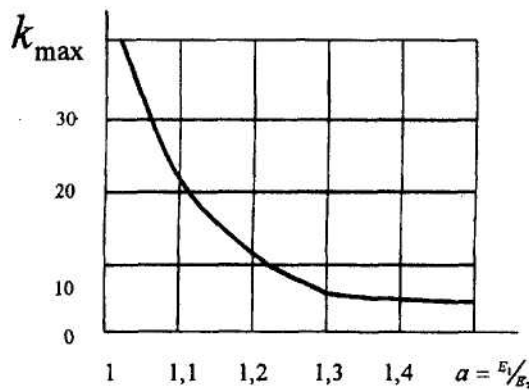


Рис. 4

Із виражень (9) і (12) та рис. 3 видно, що кутова помилка супроводження Θ та лінійна помилка ΔD_r при усіх значеннях $(\varphi - \varphi_0)$ мають один і той же знак, направлені завжди від середини видимої бази в бік більш потужного джерела і можуть в багато разів перевищувати розмір бази поміж джерелами.

Якщо розглядати процес утворення помилки при супроводженні двох когерентних джерел не у вертикальній, а в горизонтальній площині, то

$$\Theta_{\text{азим.}} = k_{\text{аз.}} \frac{\gamma}{2} = \frac{1 - a^2}{1 + a^2 + 2a \cos \left(\frac{2\pi D_0}{\lambda} \sin \alpha - \varphi_0 \right)} \operatorname{arctg} \frac{D_0 \cos \alpha}{2R}, \quad (13)$$

де α – азимут, відлічуваний від напрямку нормалі до бази когерентних джерел.

Максимальне значення помилки в цьому випадку

$$\Theta_{\text{аз.махмах}} = k_{\text{мах}} \frac{\gamma_{\text{махмах}}}{2} = \frac{1+a}{1-a} \text{actg} \frac{D_0}{2R}, \quad (14)$$

при умові, що політ відбувається в напрямку нормалі до середини бази, тобто $\alpha = 0$ і $\varphi - \varphi_0 = \pi$.

Лінійна помилка супроводження

$$\Delta Dr_{\text{аз.}} = R \frac{\sin \Theta}{\cos(\alpha - \Theta)}. \quad (15)$$

Для дуже малих $\frac{\gamma}{2}$ (для дальньої зони)

$$\Delta Dr_{\text{аз.}} \approx k \frac{D_0}{2} \frac{1}{1 + k \frac{D_0}{2R} \sin \alpha}. \quad (16)$$

$$\Delta Dr_{\text{аз.махмах}} \approx k \frac{D_0}{2} = \frac{1+a}{1-a} \frac{D_0}{2}. \quad (17)$$

Отже, для “дальньої зони” при польоті літака з радіопеленгатором в напрямку нормалі до середини бази максимальне значення лінійної помилки супроводження залишається майже постійним при змінні дальності.

З наближенням джерел до “ближньої зони” при розрахунку помилки супроводження необхідно враховувати нелінійність діаграми направленості антени пеленгатора. У цьому випадку рівняння помилки супроводження Θ вже не буде співпадати з рівнянням нормалі до результуючого фазового фронту.

Апроксимуємо ДН антени пеленгатора функцією

$$g(x) = \frac{\sin(b \sin \Theta)}{b \sin \Theta}, \quad (18)$$

де коефіцієнт b вибирається з умов $g^2(x) = 0,5$ при $\Theta = 0,5 \Theta_{0,5}$ і приблизно дорівнює

$$b \approx \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{d_A}{2}, \quad (19)$$

де d_A – діаметр антени.

Результати розрахунків пеленгаційних характеристик для “ближньої зони” наведені на рис. 5, ..., 8.

Як видно з рис. 5, ..., 7, при змінні різниці фаз $\varphi - \varphi_0$ від нуля до 180° нуль пеленгаційної характеристики зміщується в напрямку на більш потужне джерело та за нього. Вона починає скривлюватися в середній частині, і при $\varphi - \varphi_0$, близькому до 180° (на рис. 5, ..., 7 вже при $\varphi - \varphi_0 = 160^\circ$) з'являються два нових нулі пеленгаційної характеристики, один з яких нестійкий, а другий – стійкий, зміщений за напрямком на більш слабе джерело випромінювання. При $a = 1$ нестійкий нуль направлений на середину бази джерел, а стійкі нулі розташовані симетрично відносно цього напрямку. Відстань (кутова) поміж першими стійкими нулями збільшується у міру наближення $\varphi - \varphi_0$ до 180° .

Як видно з рис. 8, на якому наведені пеленгаційні характеристики для $\varphi - \varphi_0 = 180^\circ$ та при різних значеннях a , зміщення стійкого (бокового) нуля пеленгаційної характеристики, який знову з'явився, від напрямку на середину бази тим більше, чим більше величина a відрізняється від одиниці.

Як видно з рис. 9, основний нуль пеленгаційної характеристики відхиляється від напрямку від середини бази не більше, ніж на $(0,6 \dots 0,8) \Theta_{0,5}$, тобто помилка супроводження не може перевищувати $0,6 \dots 0,8$ ширини ДНА пеленгатора по половинній потужності.

Розглянемо тепер ситуацію з трьома джерелами випромінювання, два з яких когерентні і одне некогерентне. У відомих джерелах інформації розглядаються випадки, коли некогерентне джерело випромінювання знаходиться в центрі бази когерентних джерел. Тоді наявність некогерентного джерела суттєво зменшує помилку супроводження. Нижче розглядається випадок, який часто зустрічається в реальних умовах, коли некогерентне джерело знаходиться

за межами бази когерентних джерел.

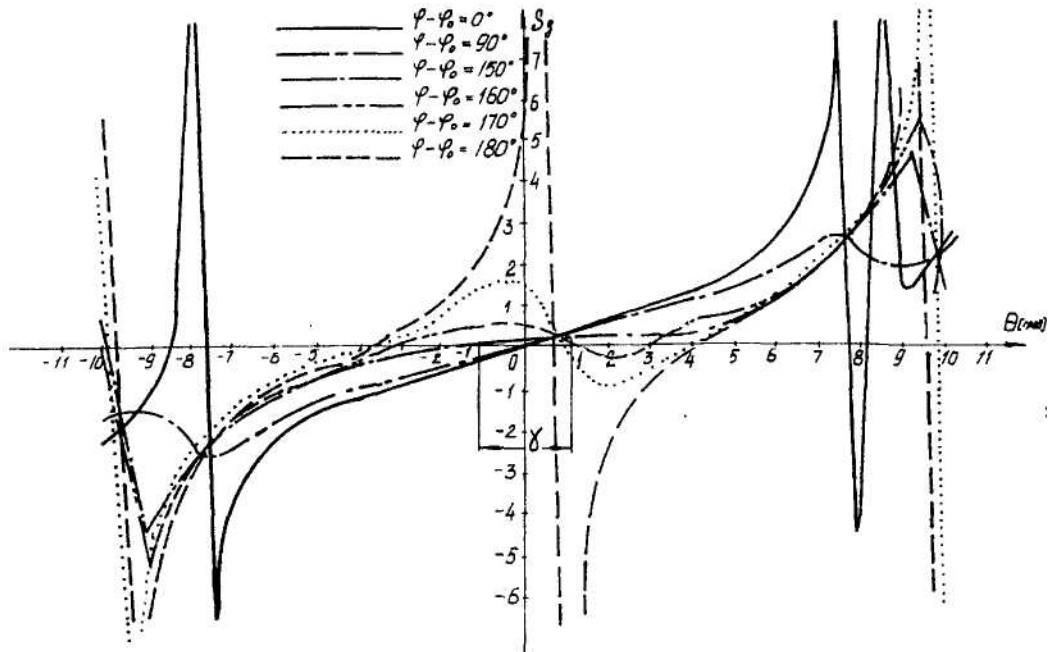


Рис. 5

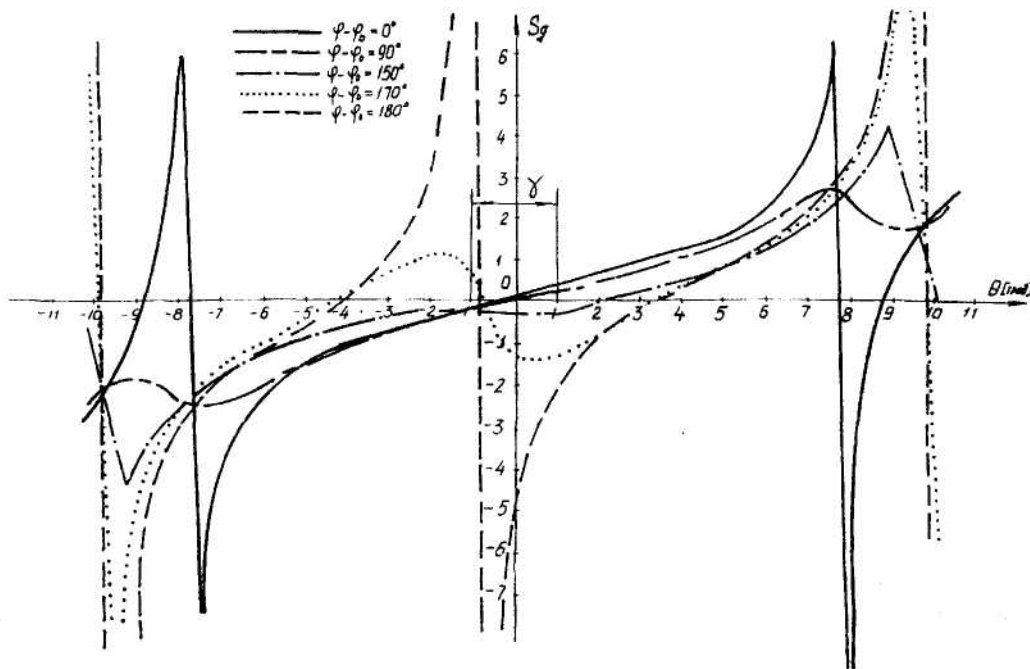


Рис. 6

Вирази для різницевої характеристики антенної системи у цьому випадку буде мати вигляд [1]:

$$D = E_1^2 [g^2(\Theta_0 - \Theta_1) - g^2(\Theta_0 + \Theta_1)] + E_2^2 [g^2(\Theta_0 - \Theta_2) - g^2(\Theta_0 + \Theta_2)] + E_3^2 [g^2(\Theta_0 - \Theta_3) - g^2(\Theta_0 + \Theta_3)] + 2E_1 E_2 \cos(\varphi - \varphi_2) [g(\Theta_0 - \Theta_1)g(\Theta_0 - \Theta_2) - g(\Theta_0 + \Theta_1)g(\Theta_0 + \Theta_2)]$$

При пеленгуванні:

$$g^2(\Theta_0 - \Theta_1) - g^2(\Theta_0 + \Theta_1) + a^2 [g^2(\Theta_0 - \Theta_2) - g^2(\Theta_0 + \Theta_2)] + b^2 [g^2(\Theta_0 - \Theta_3) - g^2(\Theta_0 + \Theta_3)] + 2a \cos(\varphi_1 - \varphi_2) [g(\Theta_0 - \Theta_1)g(\Theta_0 - \Theta_2) - g(\Theta_0 + \Theta_1)g(\Theta_0 + \Theta_2)] = 0,$$

де $b = E_3/E_1$.

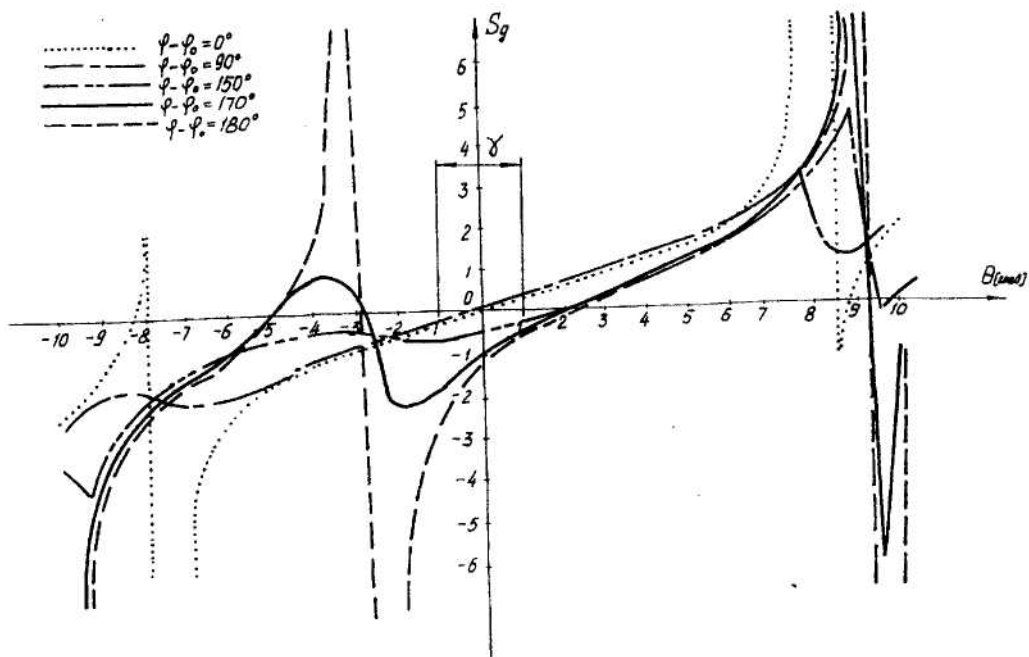


Рис. 7

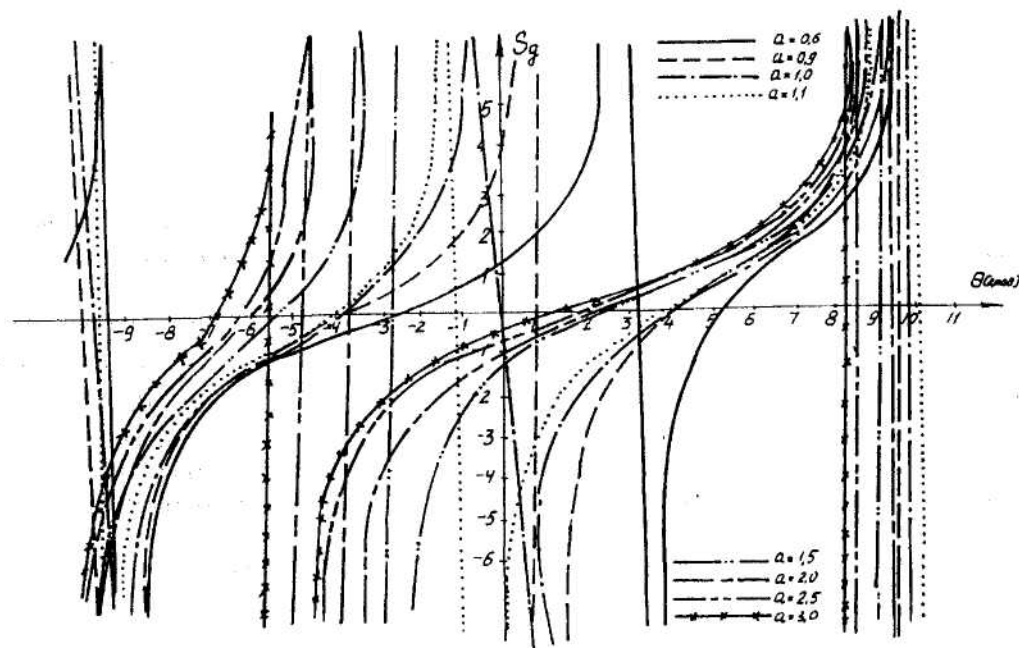


Рис. 8

Як показали розрахунки, для випадку виносу некогерентного джерела за базою когерентних на кут, близький до половини кута розрішення $0,5 \Theta_p$, наявність некогерентного джерела не призводить до суттєвого зменшення максимальної помилки супроводження (рис. 10).

Основний нуль пеленгаційної характеристики буде розташований в безпосередній близькості від напрямку на некогерентне джерело. Тому очевидно, що після того, як настало розрішення, пеленгатор перейде на стійке супроводження некогерентного джерела. Як видно з рис. 10, це станеться при співвідношенні амплітуд когерентних сигналів $a \geq 1$ та при усіх значеннях

$b \geq 0,2, \dots, 3,0$, при яких виконувались розрахунки.

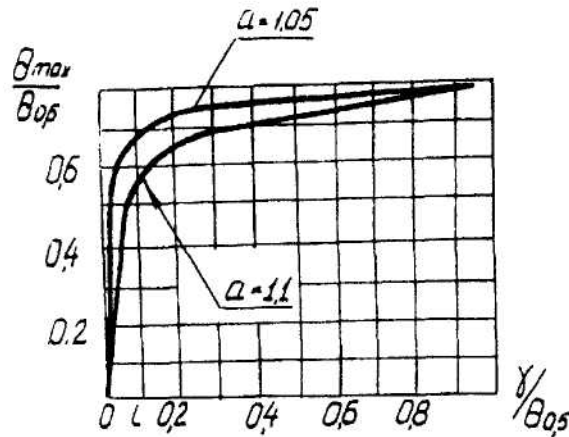


Рис. 9

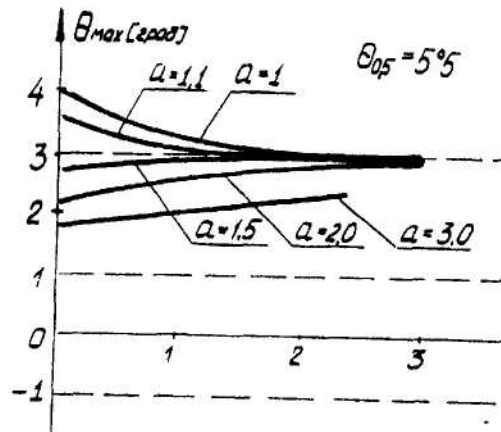


Рис. 10. Залежність максимальної помилки супроводження від амплітуди сигналу некогерентного джерела, яке знаходиться за базою когерентних джерел

Треба відмітити, що при польоті літака з радіопеленгатором різниця фаз $\varphi - \varphi_0$ періодично змінюється від 0 до 2π рад. Помилка супроводження при цьому змінюється від θ_{min} до θ_{max} з тим же періодом. На певній відстані R_0 помилка Θ_{max} стане значною. Якщо при цьому частота $F_{пер.}$ змінення фазових співвідношень попаде до смуги пропускання контуру управління пеленгатора, то його антенна система почне розгойдуватися і може наступити зрив процесу супроводження або перехід на супроводження боковим пелюстком пеленгаційної характеристики.

Визначимо $F_{пер.}$ як частоту перетинання пелюстків результуючої діаграми випромінювання. Очевидно ,

$$F_{пер.} = \frac{\Omega}{\delta\epsilon} = \frac{V_r D_0}{R\lambda}$$

де $\Omega = \frac{V_r}{R}$ – кутова швидкість переміщення літака з пеленгатором по відношенню до середини бази когерентних джерел;

$V_r = V \cdot \sin \beta$ – тангенціальна складова швидкості по відношенню до середини бази когерентних джерел;

β – кут між вектором швидкості літака і напрямком на середину бази джерел;

$\delta\varepsilon \approx \frac{\lambda}{D_0}$ – кутовий розмір одного пелюстка результуючої діаграми випромінювання.

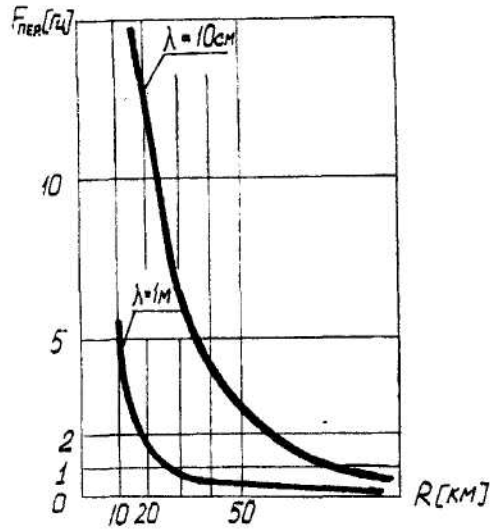


Рис. 11

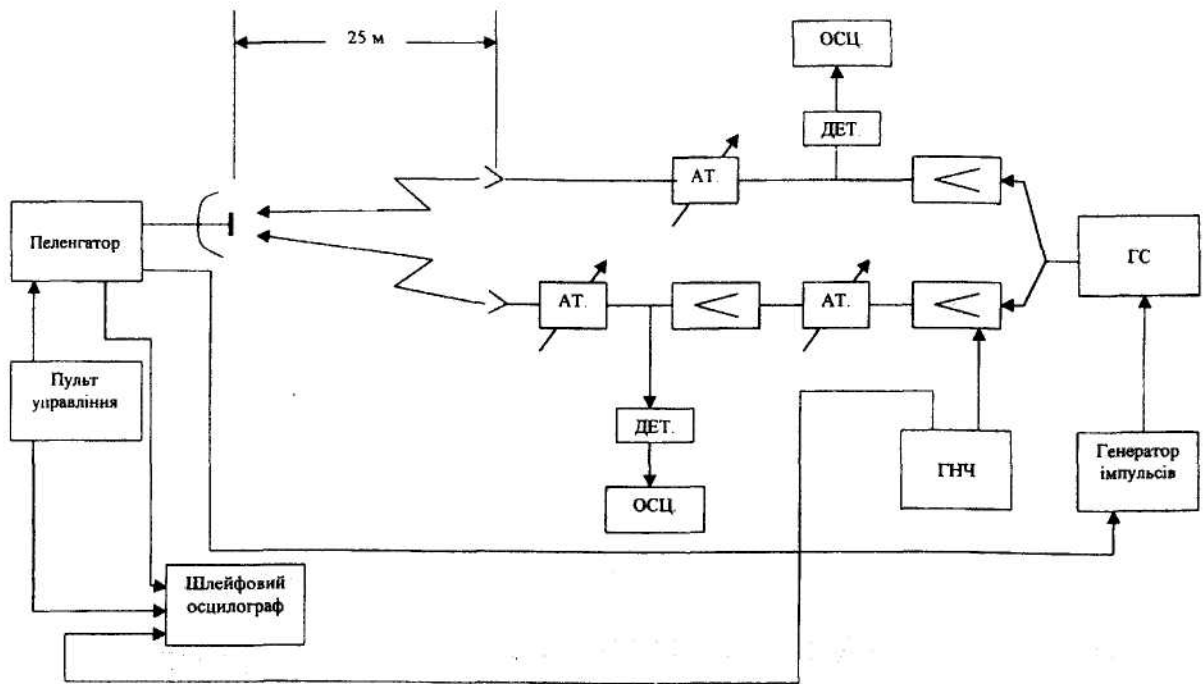


Рис. 12

На рис. 11 представлена залежність $F_{пер}$ від відстані R при горизонтальному польоті ($\beta = \varepsilon$) зі швидкістю 300 м/с при базі $D_0 = 1000$ м.

Результати експериментальних досліджень, які проводились за схемою рис. 12, представлені на рис. 13 і 14.

Як видно, при загальмованій антенній системі помилка супроводження при збільшенні різниці фаз $\varphi - \varphi_0$ від 0° до 180° збільшується і направлена від середини бази в бік більш потужного джерела випромінювання. Але при однакових потужностях ($a^2 = 0$ дБ) супроводження будь-якого із джерел однаково ймовірно. Крім того, при $\varphi - \varphi_0 = 180^\circ$ на

середину бази направлений нестійкий нуль пеленгаційної характеристики (ПХ) і крутість ПХ в цьому місці дуже велика. Тому при проходженні $\varphi - \varphi_0$ через значення, близькі до 180° , дуже часто спостерігався перескік з одного стійкого нуля ПХ на протилежний, що видно з рис. 13. Те ж саме відбувається, коли потужності сигналів мало відрізняються. Наприклад, на рис. 13, 14 при $a^2 = 1$ дБ при проходженні через $\varphi - \varphi_0 \approx 180^\circ$ відбувається захват цілі боковим стійким нулем ПХ, який знаходиться на протилежному боці по відношенню до основного стійкого нуля відносно середини бази джерел.

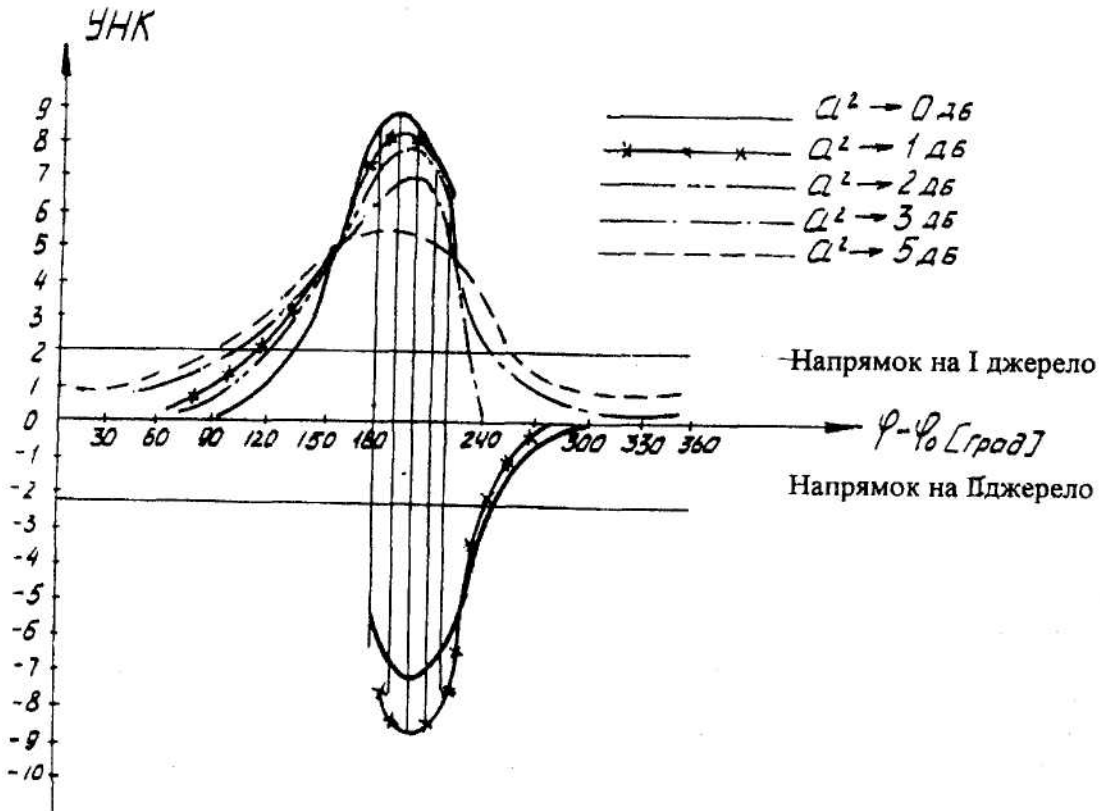
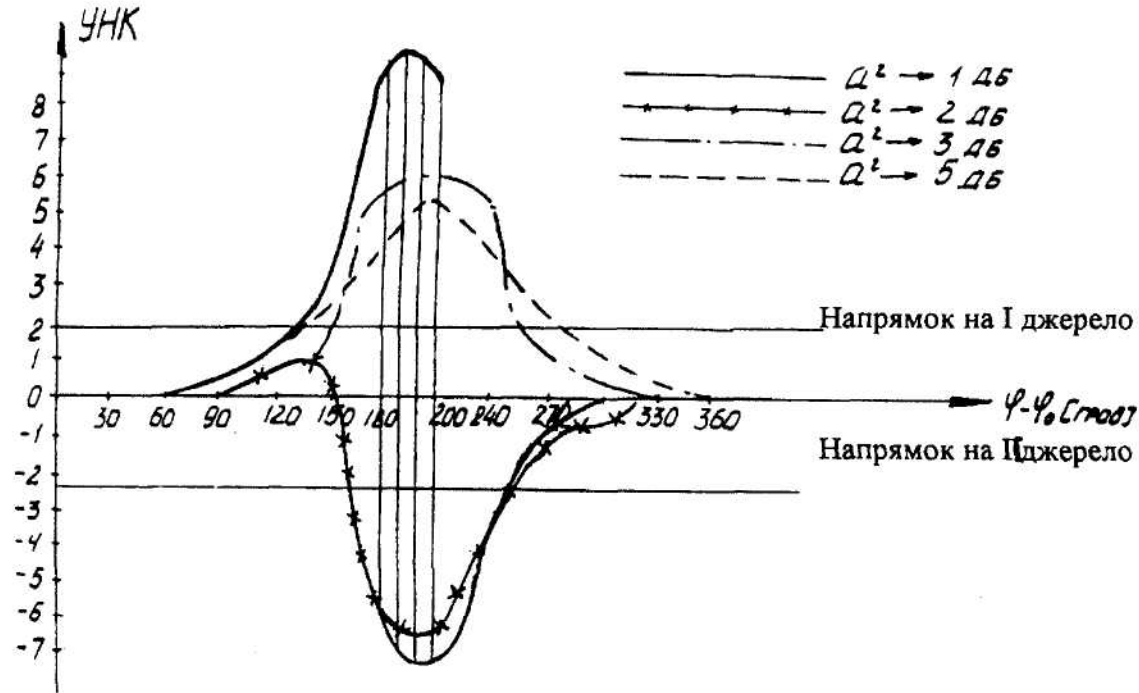


Рис. 13

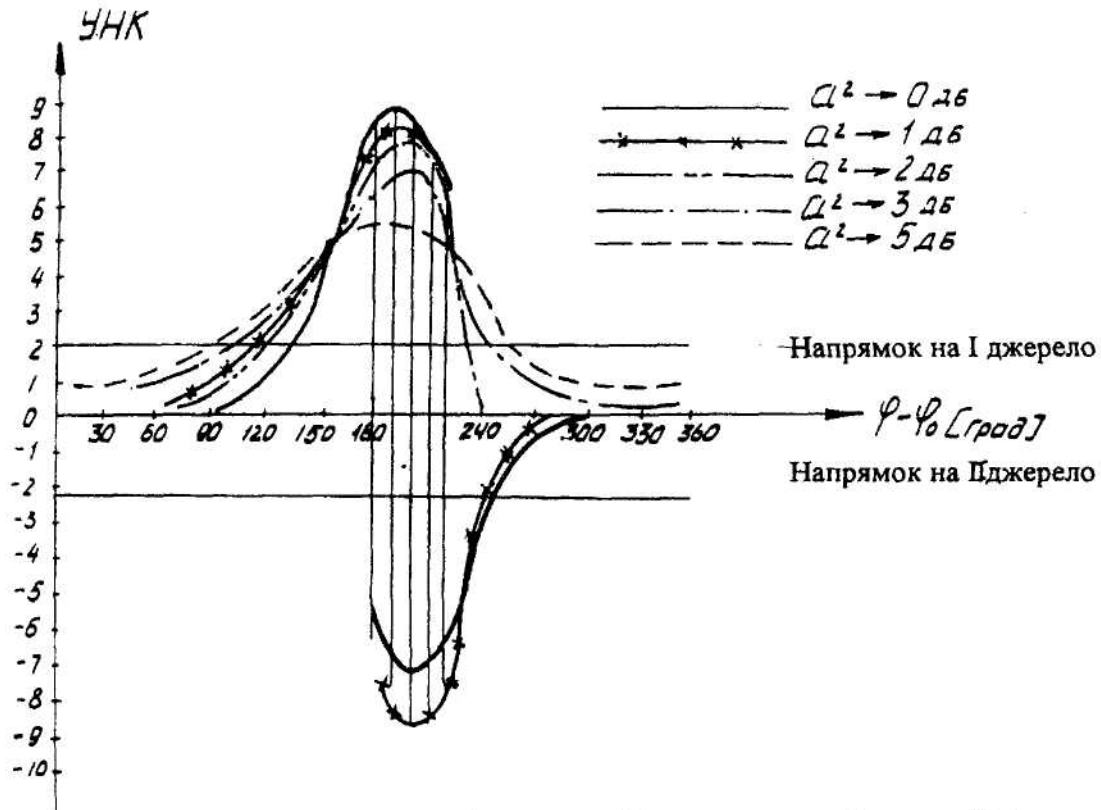


Рис. 14. Експериментальна залежність кутової помилки супроводження від фазових та амплітудних співвідношень сигналів когерентних джерел (розгальмований режим)

Однак при $a^2 \geq 2$ дБ пеленгатор супроводжував джерела тільки основним стійким нулем ПХ, який переміщувався в бік більш потужного джерела та за нього.

Для імітації польоту радіопеленгатора були проведені дослідження при фазовій та амплітудній модуляції одного із сигналів.

Модуляція здійснювалась частотами від 0,01 до 5 Гц по спіралі (фазова) або управляючому електроду (амплітудна) лампи бігучої хвилі (ЛБХ). При фазовій модуляції початкова різниця фаз приймалась $\varphi - \varphi_0 \approx 110^\circ$, індекс модуляції $\Delta\varphi_{\max} \geq 90^\circ$. При $a^2 = 1$ дБ і $a^2 = 2$ дБ та частоті модуляції, що попадала в смугу пропускання слідкуючої системи, відбувався зрив автосупроводження внаслідок відхилення антени на кут, який перевищував розміри ДН. Відхилення відбувалось у бік більш потужного джерела. При $a^2 \geq 3$ дБ зриву автосупроводження не відбувалось, тому що радіопеленгатор супроводжував ціль основним стійким нулем ПХ.

При амплітудній модуляції одного з сигналів при $\varphi - \varphi_0 = 180^\circ \pm 20^\circ$, якщо частота модуляції попадала в смугу пропускання слідкуючої системи, антена відхилялась на кут, що перевищував $\Theta_{0,5}$, внаслідок чого відбувався зрив автосупроводження.

Отже, результати експериментальних досліджень повністю узгоджуються з теоретичними.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Сергеевский Б.Д. Определение угловых координат совокупности излучателей "моноимпульсными" координаторами // Вопросы радиоэлектроники. Серия XII. Вып. 17. – 1966.
2. Хеллгрен Г. Вопросы теории моноимпульсной радиолокации. Ч. I и II. Зарубежная радиоэлектроника. Вып. 12. – 1961; Вып. 1. – 1963.
3. Царьков Н.М. Многоканальные моноимпульсные измерители. – Москва: Сов. радио, 1980.

КРАВЕЦЬ Леонід Григорович – кандидат технічних наук, доцент, директор Науково-дослідного інституту радіосистем, завідувач кафедри радіотехніки Житомирського інженерно-технологічного інституту.

Наукові інтереси:

– теорія складних радіотехнічних систем.