

---

УДК.621.396.61

Н.Д. Рысаков<sup>1</sup>, В.В. Куценко<sup>1</sup>, И.В. Титов<sup>1</sup>, С.М. Рот<sup>1</sup>, Ю.Н. Добрышкин<sup>1</sup>, С.Ю. Гогоняц<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков

<sup>2</sup>Национальный университет обороны Украины имени Ивана Черняховского, Киев

## АЛГОРИТМЫ РАБОТЫ КОГЕРЕНТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ И ИЗМЕРИТЕЛЕЙ КООРДИНАТ В СОСТАВЕ МОНОИМПУЛЬСНОЙ РЛС АВТОСОПРОВОЖДЕНИЯ САМОЛЕТА С АМПЛИТУДНОЙ ОБРАБОТКОЙ ОТРАЖЕНИЙ В ЗОНЕ ПОСАДКИ

*Обосновываются особенности работы когерентных накопителей и измерителей координат в моноимпульсной РЛС автосопровождения самолета в зоне посадки. Эти особенности по сравнению с обзорными РЛС связаны с оптимальным подбором периода зондирования и измерением в каждой плоскости углового отклонения самолета от равносигнального направления антенны по соотношению амплитуд накопленных импульсов двух приемных трактов. Уточняются алгоритмы работы когерентных накопителей отражений и предлагаются алгоритмы работы измерителей угловых координат самолетов в зоне посадки. Анализируется ожидаемая точность измерителей.*

**Ключевые слова:** моноимпульсная РЛС (МРЛС), автосопровождение (АС), равносигнальное направление (РСН), диаграмма направленности (ДН), когерентный накопитель (КН).

### Введение

**Постановка задачи.** Реализация в моноимпульсной РЛС (МРЛС) амплитудной обработки и доплеровской фильтрации отражений выдвигает проблемную задачу по определению углового отклонения самолета от равносигнального направления (РСН) антенны с достаточной точностью. Это

связано с тем, что применение когерентных накопителей (КН) обзорных РЛС в составе МРЛС автосопровождения (АС) привело бы к недопустимым ошибкам измерения углов отклонения от РСН амплитудным способом.

**Анализ последних публикаций.** В работе [1] обосновывается целесообразность использования для управления посадкой самолетов в сложных по-

годных условиях МРЛС АС с амплитудной или суммарно-разностной обработкой и доплеровской фильтрации отражений.

В работе [2] предложены два варианта построения МРЛС АС с амплитудной обработкой и доплеровской фильтрации отражений. В работах [3, 4] предложены два варианта устранения неоднозначности (фазовый и амплитудный) измерения угловых координат в МРЛС АС с суммарно-разностной обработкой и доплеровской фильтрацией отраженных импульсов. В этих работах предполагается, что для доплеровской фильтрации отражений в РЛС используется КН, алгоритм работы которого имеет отличительные особенности по сравнению с КН обзорной РЛС.

**Цель статьи.** Обосновываются особенности алгоритмов работы когерентного накопителя и измерителей координат МРЛС АС с амплитудной обработкой отражений.

### 1. Анализ возможности минимизации ошибок измерения угловой координаты $\theta_c$

Для осуществления углового АС самолета в зоне посадки [2] антенной МРЛС формируется парциальная диаграмма направленности (ДН) в каждой плоскости из двух лепестков  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$ . Для этого облучатели разносятся в соответствующей плоскости по углу на величину  $\theta_{см}$ , при которой максимум одного лепестка совмещается с минимумом второго лепестка (рис. 1).

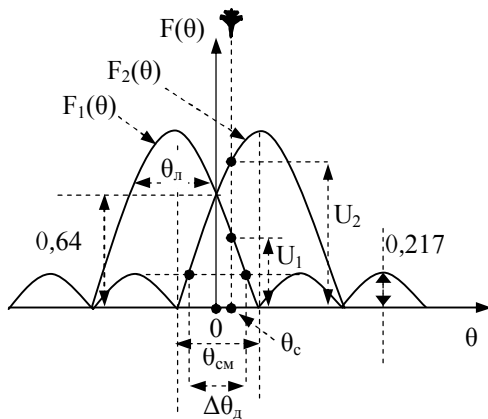


Рис. 1. Иллюстрация амплитудного способа измерения угловой координаты самолета

При амплитудной обработке отраженные импульсы, принятые каждым лепестком пары, обрабатываются однотипными приемниками с общими устройствами автоматического регулирования и выравнивания усиления. При этом информация об угле  $\theta_c$  отклонения сопровождаемого самолета содержится в соотношении  $U_1 / U_2$  амплитуд импульсов на выходах этих приемников.

Для пары лепестков (рис. 1)  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$  ДН, описываемых выражениями

$$F(\theta \pm \frac{\theta_{см}}{2}) = \frac{\sin(\pi(\theta/\theta_{см} \pm 0,5))}{\pi(\theta/\theta_{см} \pm 0,5)}, \quad (1)$$

зависимость угла  $\theta_c$  для пределов углов  $-0,315\theta_{см} \leq \theta_c \leq 0,315\theta_{см}$  от соотношения  $U_1/U_2$  принимает вид [2]:

$$\theta_c = 0,5\theta_{см} \frac{1 - U_1 / U_2}{1 + U_1 / U_2}, \quad (2)$$

$$4,4 \geq U_1 / U_2 = F_1 / F_2 \geq 0,227.$$

Такая связь угла  $\theta_c$  и соотношения  $U_1 / U_2$  вытекает из выражения (1), иллюстрируется на рис. 1 и описывается выражением:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{F(\theta_c + \theta_{см} / 2)}{F(\theta_c - \theta_{см} / 2)}.$$

Можно показать, что для ДН (1) величина  $\theta_{см}$  углового смещения лепестков превышает ширину лепестка  $\theta_d$  в 1,13 раза, то есть

$$\theta_{см} = \frac{\lambda}{L} \approx 1,13 \theta_d, \quad (3)$$

где  $\lambda$  – длина волны,

$L$  – соответствующий размер зеркала антенны.

Зависимость (2) координаты  $\theta_c$  от  $U_1 / U_2$  для пределов углов  $\Delta\theta_d \approx 0,63\theta_{см}$  сохраняется для соотношения амплитуд накопленных импульсов  $U_{н1} / U_{н2}$  на выходах КН этих приемных трактов.

$$\theta_c = 0,5\theta_{см} \frac{1 - U_{н1} / U_{н2}}{1 + U_{н1} / U_{н2}}. \quad (4)$$

Результирующая точность  $\sigma_\theta$  измерения координаты  $\theta_c$  в МРЛС АС будут зависеть от:

точности  $\sigma_{\theta_d}$  датчика углового положения РСН в каждой плоскости;

точности  $\sigma_{\theta_F}$  описания лепестков ДН выражением (1);

точности  $\sigma_{\theta_U}$  определения амплитуд накопленных импульсов в (4).

То есть

$$\sigma_\theta = \sqrt{\sigma_{\theta_U}^2 + \sigma_{\theta_F}^2 + \sigma_{\theta_d}^2}. \quad (5)$$

Проанализируем возможность уменьшения значений трех составляющих результирующей точности.

Точность  $\sigma_{\theta_d}$  углового цифрового датчика зависит от шага  $\Delta\theta$  дискретизации угла

$$\sigma_{\theta_d} = \frac{\Delta\theta}{2\sqrt{3}} \quad (6)$$

и поэтому не существует проблем по уменьшению значения  $\sigma_{\theta_d}$  для минимизации результирующей ошибки (5).

Составляющая  $\sigma_{\theta_F}$  относится к методической ошибке. Действительно, расчетные выражения координаты  $\theta_c$  (2) и (4) справедливы для формы лепестков, описываемых выражениями (1) ДН для прямоугольной площадки при равномерном распределении амплитуд и синфазном возбуждении поля [5]. Применение в локаторе АС параболического зеркала и рупорных облучателей [2] свидетельствует о том, что более точно каждый лепесток ДН будет описывать выражение ДН прямоугольной площадки при косинусоидальном распределении амплитуд и синфазном возбуждении поля [5]:

$$F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{\lambda} L \sin \theta\right)}{1 - \left(\frac{2}{\lambda} L \sin \theta\right)^2}. \quad (7)$$

В этом случае, для получения приближенной зависимости (2) координаты  $\theta_c$  от соотношения  $U_1/U_2$  можно итерационным способом подобрать соответствующее значение взаимного смещения  $\theta_{см}$  двух лепестков:

$$\theta_{см} = 1,16 \theta_d \approx 1,37 \frac{\lambda}{L}. \quad (8)$$

Тогда пару лепестков (рис. 2, а)  $F_1(\theta)$  и  $F_2(\theta)$  ДН с взаимным смещением на угол  $\theta_{см}$  (8) можно описать выражениями

$$F\left(\theta \pm \frac{\theta_{см}}{2}\right) = \frac{\cos\left(1,37\pi\left(\frac{\theta}{\theta_{см}} \pm 0,5\right)\right)}{1 - \left(2,74\left(\frac{\theta}{\theta_{см}} \pm 0,5\right)\right)^2}, \quad (9)$$

а зависимость угловой координаты  $\theta_c$  для пределов углов

$$-\frac{\Delta\theta_d}{2} \leq \theta_c \leq \frac{\Delta\theta_d}{2}, \quad \Delta\theta_d \approx 0,63\theta_{см}, \quad (10)$$

от соотношения  $U_1/U_2$  приближенно можно описать аналогичным с (2) выражением:

$$\theta_c \approx 0,5\theta_{см} \frac{1 - U_1/U_2}{1 + U_1/U_2} = 0,5\theta_{см} \frac{1 - F_1/F_2}{1 + F_1/F_2}, \quad (11)$$

$4 \geq U_1/U_2 \geq 0,25.$

На рис. 2, б приведен график, полученный расчетным путем, зависимости относительной методической ошибки  $\Delta_{\theta_F}/\theta_{см}$  от угла  $\theta_c$  отклонения самолета от РСН. Расчеты показали, что ошибка  $\Delta_{\theta_F}/\theta_{см}$  растет с ростом угла  $\theta_c$  и достигает величины  $\pm 0,0142$  для углов  $\theta_c/\theta_{см} = \pm 0,315$ . При

этом среднее  $m_{\theta_F}$  значение методической ошибки для любых пределов  $\Delta\theta_{ac}$  изменения угла сопровождения имеет нулевое значение, а среднеквадратическое значение  $\sigma_{\theta_F}$  этой ошибки увеличивается с ростом пределов  $\Delta\theta_{ac}$  углов.

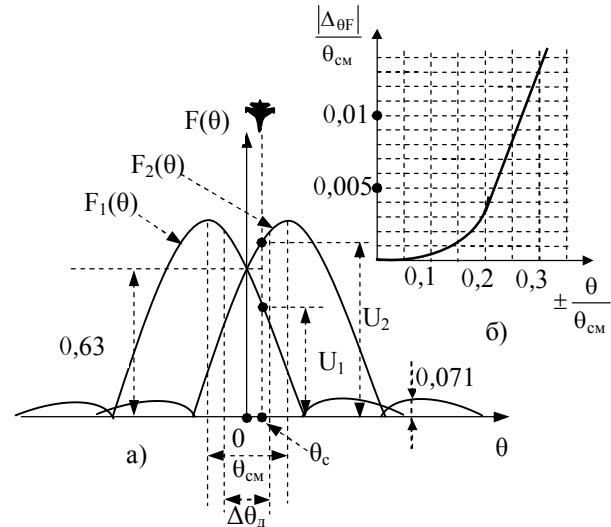


Рис. 2. Принцип измерения угловой координаты самолета для ДН (7)

Результаты расчета зависимости ошибки  $\sigma_{\theta_F}/\theta_{см}$  от пределов  $\Delta\theta_{ac}/\theta_{см}$  изменения угла сопровождения приведены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты расчета зависимости  $\sigma_{\theta_F}/\theta_{см}$  от  $\Delta\theta_{ac}/\theta_{см}$

$\Delta\theta_{ac}/\theta_{см}$	$\sigma_{\theta_F}/\theta_{см}$
0,05	$9 \cdot 10^{-6}$
0,1	$7 \cdot 10^{-5}$
0,15	$6 \cdot 10^{-4}$
0,2	0,0016
0,25	0,0036
0,3	0,0058
0,315	0,0075

Таким образом, для минимизации методической ошибки (табл. 1) измерения угловой координаты по алгоритму (4) необходимо оптимально подбирать угол взаимного смещения  $\theta_{см}$  лепестков ДН в каждой плоскости путем соответствующего смещения облучателей антенны [5].

Составляющая ошибки  $\sigma_{\theta_U}$ , обусловленная точностью определения амплитуд накопленных импульсов в (4) существенно зависит от точности расчетной формулы.

В обзорной РЛС не требуется высокая точность таких измерений и они осуществляются приближенно. Так в РЛС 19G6 [5] измерение амплитуд на-

копленних імпульсов  $U_{\text{нн}}$  (n-го доплеровського фільтра) здійснюється на основі вимірянних амплитуд синусного і косинусного  $U_{\text{снн}}$ ,  $U_{\text{снн}}$  сигналів по приближенному алгоритму:

$$U_{\text{нн}} \approx \begin{cases} U_{\text{снн}} + \frac{1}{2}U_{\text{снн}}, & U_{\text{снн}} \leq U_{\text{снн}}; \\ U_{\text{снн}} + \frac{1}{2}U_{\text{снн}}, & U_{\text{снн}} > U_{\text{снн}}. \end{cases} \quad (12)$$

Из (12) следует, что ошибка определения амплитуды накопленных импульсов может достигать до 50%. Для КН МРЛС АС алгоритм (12) неприемлем, а нужно пользоваться точной расчетной формулой:

$$U_{\text{нн}} = \sqrt{U_{\text{снн}}^2 + U_{\text{снн}}^2}. \quad (13)$$

При этом алгоритм весового накопления импульсов напряжения косинусного  $U_{\text{снн}}$  и синусного  $U_{\text{снн}}$  каналов n-го доплеровського фільтра после АЦП аналогичен обзорной РЛС:

$$\begin{aligned} U_{\text{снн}}(\varphi_d) &= \sum_{i=1}^N U_{ci} k_i \cos((i-1)(\varphi_d - \varphi_n(n))), \\ U_{\text{снн}}(\varphi_d) &= \sum_{i=1}^N U_{si} k_i \sin((i-1)(\varphi_d - \varphi_n(n))), \\ \varphi_n(n) &= \frac{360}{N} n, \quad n = 0, 1, 2, \dots, (N-1), \end{aligned} \quad (14)$$

где  $\varphi_d$  – доплеровский набег фаз за период зондирования;  $\varphi_n(n)$  – фаза настройки (вектор поворота) n-го фильтра;  $U_{ci}$ ,  $U_{si}$  – косинусная и синусная составляющие входного сигнала в i-м периоде накопления;  $k_i$  – весовые коэффициенты;  $N$  – число фильтров в КН.

Обоснуем другие отличия КН РЛС углового АС по сравнению с КН обзорной РЛС.

Как следует из выражения (4) для расчета координаты  $\theta_c$  в каждой угловой плоскости нужно найти отношение амплитуд накопленных импульсов, отраженных от одного самолета, принятых двумя лепестками ДН (рис. 1) и обработанных одностипными приемниками [2].

Поэтому целесообразно для каждой плоскости применять вместо двух накопителей один *двухканальный КН с временным уплотнением каналов*.

## 2. Алгоритмы работы когерентных накопителей отражений и измерителей угловых координат самолетов в зоне посадки

Как показано в работах [1 – 3] в зоне посадки на основе измерений текущей скорости самолета можно оптимально подбирать значение периода зондирования  $T_n$  так, чтобы отраженные самолетом импульсы не накапливались в нулевом и в соседних

с ним доплеровских фильтрах. Условия такого подбора описываются соотношением:

$$\left(\frac{1}{N} + 0,5i\right) \frac{\lambda}{V_c} \leq T_n \leq \left(0,5 - \frac{1}{N} + 0,5i\right) \frac{\lambda}{V_c}, \quad (15)$$

$$i = 0, 1, 2, 3, \dots$$

где  $\lambda$  – длина волны,  $V_c$  – скорость самолета.

Значение  $i$  в (15) выбирается минимально возможной величиной, при которой обеспечивается однозначность измерения дальности.

На рис. 3 иллюстрируются амплитудно-фазовые характеристики (АФХ)  $K(\varphi_d)$  16 доплеровских фильтров КН и условия (16) в форме  $\Delta\varphi_{\text{опт}}$  с целью уточнения особенности накоплений в них отражений и алгоритма измерений угловой координаты. При выполнении условий (15) доплеровский набег фаз может изменяться при изменении скорости самолета в пределах  $\Delta\varphi_{\text{опт}}$  от  $45^\circ$  до  $315^\circ$  (для рассматриваемого КН из 16 фильтров).

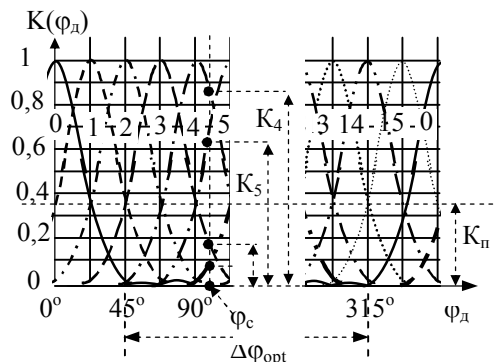


Рис. 3. АФХ 16 доплеровских фильтров КН

Из иллюстраций видно, что при совпадении доплеровского набег фаз  $\varphi_c$  сигнала с фазой настройки  $\varphi_{\text{нн}}$  одного из фильтров (например,  $\varphi_{\text{нн}} = 90^\circ$ ) будет происходить накопление импульсов в этом фильтре с максимальной амплитудой накоплений ( $K(\varphi_{\text{нн}}) = 1$ ) и в соседних фильтрах с уровнем накоплений 0,35. Очевидно, что такой случай маловероятен и обычно набег фаз  $\varphi_c$  не будет совпадать с настройкой  $\varphi_{\text{нн}}$  какого-либо фильтра. В этих случаях накопление импульсов будет происходить в 4-ох фильтрах с разным относительным уровнем  $K_i(\varphi_c)$ .

На рис. 3 такой случай иллюстрируется в варианте:  $K_4(\varphi_c) \approx 0,86$ ;  $K_5(\varphi_c) \approx 0,63$ ;  $K_3(\varphi_c) \approx 0,18$  и  $K_6(\varphi_c) \approx 0,08$ .

Очевидно, что точность вычислений координаты  $\theta_c$  по алгоритму (4) для фильтров 3 и 6 будет хуже, чем для фильтров 4 и 5. Предлагается результаты накоплений в фильтрах с уровнем  $\leq 0,35$  из дальнейшей обработки исключить путем формиро-

вания на выходе КН соответствующим способом порогового уровня (рис. 3):

$$K_n \geq 0,35. \quad (16)$$

Тогда результаты накоплений отражений в двух соответствующих фильтрах пары каналов КН нужно использовать автономно для вычислений  $\theta_{c1}$  и  $\theta_{c2}$ . Тогда вычисление координаты  $\theta_c$  можно осуществлять путем усреднения двух результатов  $\theta_{c1}$  и  $\theta_{c2}$  вычислений.

При подборе  $T_n$ , удовлетворяющему условию (15), в МРЛС не нужно применять возбуждения периодов зондирования для подавления “слепых” скоростей. Однако в составе локатора нужно иметь высокоточный измеритель скорости самолета. Для этого в канале дальности нужно применять интервал  $\tau_d$  дискретизации дальности существенно меньше длительности  $\tau_n$  импульсов зондирования. Действительно связь интервала  $\tau_d$  с точностью измерения скорости  $\sigma_v$  можно описать условием:

$$\tau_d \leq \frac{6,93 \sigma_v \Delta t_o}{C}, \quad (17)$$

где  $C$  – скорость света;

$\Delta t_o$  – периодичность измерения скорости.

Зададимся значениями  $\sigma_v = 3$  м/с и  $\Delta t_o = 1$  с. Для этих значений в соответствии с условием (17) получим:  $\tau_d \leq 0,0693$  мкс. Тогда из соотношения длительности  $\tau_n = 0,6$  мкс импульсов зондирования и интервала  $\tau_d = 0,06$  мкс дискретизации следует, что отраженный импульс будет занимать 10 интервалов дискретизации и обрабатываться 10-тью каналами дальности КН.

Малое по отношению к длительности  $\tau_n$  импульса значение  $\tau_d$  с одной стороны повышает требования к быстродействию КН, но с другой стороны позволяет повысить точность измерения не только дальности

$$\sigma_d = \frac{C \tau_d}{4\sqrt{3}} \approx 1,73 \text{ м}, \quad (18)$$

но и угловой координаты  $\theta_c$  самолета по соотношению амплитуд соответствующих накопленных импульсов (4) двух приемных трактов. Обоснуем правомочность последнего утверждения.

Очевидно, что точность измерений амплитуд  $U_{\text{ин}}$  в КН будет искажаться накоплением в доплеровских фильтрах шумового сигнала  $u_{\text{ш}}$  и пассивных помех  $u_{\text{п}}$ . Желательно искажающее влияние на точность этих накоплений свести к минимуму. Для этого можно увеличить число  $N$  доплеровских

фильтров в КН и применять оптимальные значения весовых коэффициентов  $k_i$  (14) накопления.

В работе [7] предложено расчетное выражение для этих коэффициентов и приведены результаты расчета средних уровней паразитных накоплений пассивных помех в доплеровских фильтрах. Так для  $N=16$  при значениях весовых коэффициентов  $k_i$  ( $i=1,2,\dots,N$ ) = 0,06; 0,14; 0,27; 0,44; 0,62; 0,79; 0,92; 1; 1; 0,92; 0,79; 0,62; 0,44; 0,27; 0,14; 0,06 средний уровень паразитных накоплений пассивных помех в доплеровских фильтрах составляет величину 0,0022 уровня накоплений пассивной помехи в нулевом фильтре. При этом амплитуда накопленных отраженных самолетом импульсов возрастет в

$$K_n = \sum_{i=1}^{N=16} k_i = 8,42 \quad (19)$$

раз, а среднеквадратическое значение  $\sigma_{\text{ш}}$  шумового сигнала в  $\sqrt{K_n} \approx 2,9$  раза. Таким образом, отношение амплитуды накопленного сигнала к значению  $\sigma_{\text{ш}}$  (“с/ш”) возрастет также в 2,9 раза. Желательно это отношение до измерителя угловой координаты увеличить. Применение малого значения  $\tau_d$  по сравнению с  $\tau_n$  обуславливает такую возможность, которая иллюстрируется на рис. 4.

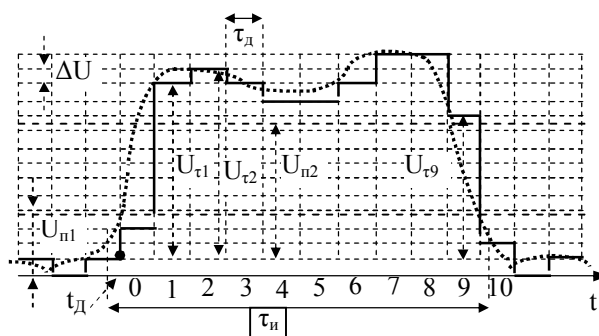


Рис. 4. К принципу ослабления мешающего влияния шумового сигнала при  $\tau_n / \tau_d > 1$

На рис. 4 иллюстрируются пунктирной линией результаты накопления в определенном фильтре смеси отраженного импульса и шумов для идеализированных условий: бесконечно малых значений шага квантования  $\Delta U \rightarrow 0$  и интервала  $\tau_d \rightarrow 0$  дискретизации в АЦП КН, а сплошной ступенчато-изменяющейся линией – для  $\Delta U > 0$  и  $\tau_d > 0$ .

Из рисунков следует, что для определения на временной оси координаты дальности  $t_d$  нужно иметь цифровое адаптивное пороговое устройство, которое будет формировать порог  $U_{n1}$ , превышающий в  $k_n > 1$  раз средний уровень шумового сигнала  $U_{\text{шср}}$ :

$$U_{n1} = k_n U_{\text{шср}}. \quad (20)$$

Значение  $k_n$  должно обеспечить относительный порог (рис. 3)  $K_n$  (16). Предложения по расчету такого  $k_n$  излагаются ниже.

Очевидно, что для формирования порога  $U_{n1}$  необходимо обеспечить начальное прохождение в КН шумового сигнала без отраженных самолетом импульсов. Такую задачу можно решить путем соответствующего стробирования во времени сигналов на входе КН.

Таким образом, для измерения координат самолета достаточно в КН иметь *ограниченное* стробом автосопровождения по дальности *число каналов дальности*.

Для реализации алгоритма (4) расчета координаты  $\theta_c$  при условии  $\tau_u/\tau_d > 1$  предлагается первоначально найти среднее пиковое значение амплитуды накопленных импульсов  $\overline{U_n}$  для каждой пары фильтров каждого канала КН (то есть найти  $\overline{U_{n11}}$  и  $\overline{U_{n12}}$  для первых и  $\overline{U_{n21}}$  и  $\overline{U_{n22}}$  для вторых фильтров – на рис. 3 это 4 и 5 фильтры в двух каналах КН) и по соотношению этих значений рассчитывать два варианта координаты  $\theta_c$ . Предложим алгоритм такого расчета.

Для определения среднего пикового значения амплитуды накопленных импульсов  $U_{nep}$  в соответствующем фильтре нужно иметь второе пороговое устройство, формирующее порог  $U_{n2} > U_{n1}$ . В качестве  $U_{n2}$  можно принять среднее значение напряжений последовательности  $n_1$  дискретных импульсов  $U_{ti}$ , превысивших  $U_{n1}$ , то есть вычисление порога  $U_{n2}$  нужно вычислять по алгоритму:

$$\begin{cases} i=1, U_{ti} \begin{cases} < U_{n1}, i=i+1; \\ \geq U_{n1}, n=i; \end{cases} \\ n_1 = \frac{\tau_u}{\tau_d}, U_{n2} = \frac{1}{n_1} \sum_{i=n}^{n_1+n} U_{ti}. \end{cases} \quad (21)$$

Тогда среднее пиковое значение импульсов накопления в каждом фильтре можно вычислять по алгоритму:

$$\begin{cases} i=1, U_{ti} \begin{cases} < U_{n2}, i=i+1; \\ \geq U_{n2}, n=i; \end{cases} \\ \overline{U_n} = \frac{1}{n_1-1} \sum_{i=n}^{n_1+n-2} U_{ti}. \end{cases} \quad (22)$$

Очевидно, что в результате усреднения (22) отношение “с/ш” увеличится в  $\sqrt{n_1-1}$  раз и поэтому увеличится точность измерений  $\theta_c$ .

Из рис. 4 видно, что искажения результатов накоплений в каждом канале дальности

$U_{\tau_1}, U_{\tau_2}, \dots, U_{\tau_9}$  обусловлены не только составляющей шумового сигнала, но и связаны с шагом  $\Delta U$  амплитудного квантования.

Действительно, при квантовании аналоговых сигналов возникают так называемые шумы квантования, среднеквадратичное  $\sigma_{кв}$  и среднее  $m_{кв}$  значения которых связаны с  $\Delta U$  соотношениями:

$$\sigma_{кв} = \frac{\Delta U}{3\sqrt{2}}, \quad m_{кв} = -\frac{\Delta U}{2}. \quad (23)$$

Поэтому для ликвидации занижения значения амплитуд накопленных в фильтрах импульсов в (4) на величину  $m_{кв}$  (23) для расчета координаты  $\theta_c$  можно пользоваться выражением:

$$\theta_c = \frac{\theta_{cm}}{4} \left( \frac{\overline{U_{n11}} - \overline{U_{n12}}}{\overline{U_{n11}} + \overline{U_{n12}} + \Delta U} + \frac{\overline{U_{n21}} - \overline{U_{n22}}}{\overline{U_{n21}} + \overline{U_{n22}} + \Delta U} \right). \quad (24)$$

Оценим влияние отношения “с/ш” на выходах приемников на точность  $\sigma_{\theta U}$  измерений координаты  $\theta_c$  по алгоритму (24). На основе выражений (2, 3, 4, 14, 15, 18, 20, 22) можно получить следующую зависимость между ошибкой  $\sigma_{\theta U}$  измерения координаты  $\theta_c$  и отношения “с/ш”  $U_c/\sigma_{шс}$  на входе КН:

$$\frac{\sigma_{\theta U}}{\theta_{cm}} = \frac{\sigma_{шс} \sqrt{F_1^2 + F_2^2}}{\sqrt{(F_1 + F_2)^2 - \frac{\sigma_{шс} (F_1 + F_2)}{U_c} + \frac{\sigma_{шс}^2 (K_n + 8)}{4U_c^2 K_n}}}, \quad (25)$$

$$F_1 = F(\theta_c + \frac{\theta_d}{2}), \quad F_2 = F(\theta_c - \frac{\theta_d}{2}), \quad n_2 = n_1 - 1,$$

где  $U_c$  – наибольшее значение амплитуды сигнала на выходах приемников.

Шумы квантования  $\sigma_{кв}$  (23) суммируются с шумами приемника  $\sigma_{ш}$

$$\sigma_{шс}^2 = \sigma_{ш}^2 + \sigma_{кв}^2 \quad (26)$$

и ухудшают отношение “с/ш” –  $U_c/\sigma_{шс}$ .

Поэтому величину  $\Delta U$  необходимо выбирать как можно меньше. Но при этом увеличивается число уровней квантования  $N_{кв}$  и как следствие увеличивается разрядность АЦП. В качестве компромиссного решения можно принять условие, при котором величина  $\Delta U$  равнялась бы половине среднеквадратичного значения  $\sigma_{ш}$  собственных шумов приемного тракта

$$\Delta U = \frac{\sigma_{ш}}{2}. \quad (27)$$

При таком (27) выборе мощность шумов квантования

$$\sigma_{кв}^2 = \frac{\Delta U^2}{12} = \frac{\sigma_{ш}^2}{48} \ll \sigma_{ш}^2 \quad (28)$$

будет существенно меньше мощности шумов приемного тракта и существенного влияния на точность измерений  $\theta_c$  вносить не будет.

При таком (27) выборе кванта  $\Delta U$  число уровней квантования  $N_{\text{кв}}$  будет связано с динамическим диапазоном  $D$  приемного тракта выражением:

$$N_{\text{кв}} \geq \frac{U_{\text{огр}}}{\Delta U} = \frac{2U_{\text{огр}}}{\sigma_{\text{ш}}} = 2\sqrt{K_H} D, \quad (29)$$

где  $U_{\text{огр}}$  – уровень ограничения сигналов в приемном тракте.

Приняв, что рабочая дальность МРЛС АС лежит в диапазоне от 12 до 1 км, получим  $D=144$ . Тогда с учетом значения  $K_H$  (19) по формуле (29) получим:  $N_{\text{кв}} \geq 836$ .

Зная  $N_{\text{кв}}$  можно определить необходимую разрядность  $r$  АЦП:  $r = \lceil \log_2 N + 1 \rceil = 11$ .

Из выражения (25) видно, что среднеквадратическая ошибка  $\sigma_{\theta_U}$  измерения координаты  $\theta_c$  уменьшается с ростом амплитуд импульсов входных сигналов. Проанализируем зависимость  $\sigma_{\theta_U}$  от отношения “с/ш” и от координаты  $\theta_c$ , то есть от значений  $F_1(\theta_c)$  и  $F_2(\theta_c)$ . Результаты расчета зависимости ошибки  $\sigma_{\theta_U}$  для ДН (1) от угла  $\theta_c$  ( $\alpha = \theta_c/0,5\theta_{\text{см}}$ ) для набора отношений “с/ш” ( $\mu = U_c/\sigma_{\text{шс}}$ ) на входе КН сведены в табл. 2.

Таблица 2

Расчетные значения зависимости  $\sigma_{\theta_U}(\alpha, \mu)$

$\mu \backslash \alpha$	$\pm 0,315$	$\pm 0,3$	$\pm 0,2$	$\pm 0,1$	0
2	0,1531	0,14947	0,13049	0,11952	0,11588
5	0,06512	0,05296	0,04646	0,04268	0,04142
10	0,02596	0,02538	0,02231	0,02051	0,01991
20	0,0127	0,01242	0,01093	0,01006	0,00976
50	0,00502	0,00491	0,00432	0,00398	0,00386
100	0,0025	0,00244	0,00215	0,00198	0,00192
200	0,00125	0,00122	0,00107	0,00099	0,00096

Из табл. 2 видно, что ошибка  $\sigma_{\theta_U}$  уменьшается (практически пропорционально) с ростом  $\mu$  (“с/ш”) и незначительно (до 1,3 раза) увеличивается с ростом  $\alpha$  (угла отклонения  $\theta_c$ ) до значения  $\pm 0,315$ .

Полученные значения ошибки  $\sigma_{\theta_U}$  позволяют оценить вклад в результирующую ошибку (5) измерений угловой координаты.

### 3. Обоснование требований к точности измерения угловых координат

При обосновании численных значений требуемой точности измерения координат для обеспечения

посадки самолета в условиях плохой видимости ВПП можно пользоваться понятием нормированных зон отклонений самолета тактической авиации (ТА) от заданной линии посадки (ЗЛП) по курсу и углу места (глиссаде).

Таковыми зонами являются зоны допустимых (ЗДО) и нормальных (ЗНО) отклонений.

Размеры этих зон были определены более 30 лет назад на основе анализа нормативных документов для летного состава, точностных характеристик посадочного радиолокатора (ПРЛ) и индикаторов, возможностями глазомерного считывания с индикаторов координат, статистических данных, полученных в ходе исследовательских работ по понижению минимума погоды при взлете и посадки самолетов ТА [8] бывшего СССР.

Будем исходить из того, что размеры этих зон приемлемы и для состоящих на вооружении самолетов ТА ВС ВСУ.

ЗДО представляет собой сектор относительно ЗЛП с углом  $\beta_{\text{до}} = \pm 2^\circ$  по курсу и  $\varepsilon_{\text{до}} = \pm 0,5^\circ$  по углу места, а ЗНО –  $\beta_{\text{но}} = \pm 40'$  и  $\varepsilon_{\text{но}} = \pm 10'$  соответственно (рис. 5).

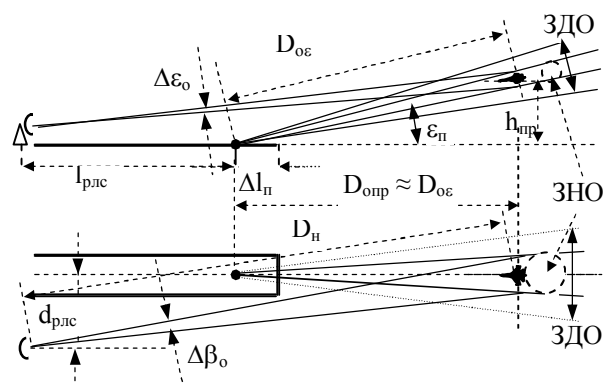


Рис. 5. Иллюстрации к обоснованию требований к точности измерения угловых координат

При этом, если самолет находится в ЗНО, то считается, что полет выполняется по ЗЛП, о чем руководитель зоны посадки (РЗП) информирует экипаж. Если же самолет находится в ЗДО, то РЗП оценивает величину линейных отклонений от ЗЛП в метрах и на установленных рубежах 20, 10, 6, 3, 2 км (или по запросу экипажа) передает их экипажу для устранения ошибок пилотирования.

Очевидно, что пределы углов отклонения  $\Delta\theta_d$  (рис. 1 и 2), для которых приемлем алгоритм (4) расчета угловых координат  $\theta_c$ , ( $\beta_c$  или  $\varepsilon_c$ ) должны удовлетворять условиям:

$$\Delta\beta_d \geq 2|\beta_{\text{до}}| = 4^\circ, \quad \Delta\varepsilon_d \geq 2|\varepsilon_{\text{до}}| = 1^\circ.$$

Тогда с учетом выражений (3) (или (8)) и (10) ширина лепестков ДН (1) (или (9)) должна иметь значения:

$$\beta_n \geq 5,6^\circ (5,5^\circ); \quad \varepsilon_n \geq 1,4^\circ (1,37^\circ). \quad (30)$$

При этом в условиях плохой или отсутствия видимости ВПП необходимо обеспечить сопровождение самолета в ЗНО с целью вывода самолета в ЗНО с большой вероятностью  $P_b$  (например, с  $P_b > 0,999$ ) при его снижении до высоты  $h_{пр}$  принятия решения на самостоятельную посадку.

Тогда для вывода самолета в ЗНО по  $\beta$  и  $\varepsilon$  с вероятностью  $P_b = 0,999$  в соответствии интегралом вероятностей среднеквадратические ошибки  $\sigma_\beta$  и  $\sigma_\varepsilon$  измерения угловых координат на высоте  $h_{пр}$  должны иметь значения:

$$\frac{\sigma_\beta}{\Delta\beta_0} = \frac{\sigma_\varepsilon}{\Delta\varepsilon_0} = 0,152, \quad (31)$$

где  $\Delta\beta_0, \Delta\varepsilon_0$  – угловые сектора ЗНО на высоте  $h_{пр}$  для РЛС автосопровождения.

Как видно из рис. 5 значения секторов  $\Delta\beta_0, \Delta\varepsilon_0$  зависят как от значения высоты  $h_{пр}$ , угла снижения  $\varepsilon_n$ , так и от размещения РЛС автосопровождения относительно ВПП:  $d_{рлс}, l_{рлс}$ .

Такую зависимость можно описать следующими выражениями:

$$D_r = l_{рлс} + D_{об} = l_{рлс} + \frac{h_{пр}}{\operatorname{tg}\varepsilon_n}, \quad D_n \approx D_r \left(1 + \frac{d_{рлс}^2}{2D_r^2}\right), \quad (32)$$

$$\Delta\beta_0 \approx \frac{180}{\pi} \frac{h_{пр}\beta_{но}}{D_n\varepsilon_n}, \quad \Delta\varepsilon_0 \approx \frac{180}{\pi} \frac{h_{пр}\varepsilon_{но}}{D_n\varepsilon_n}.$$

Одновременно на основе иллюстраций (рис. 5) можно получить следующую расчетную формулу для удаления  $D_{ое}$  самолета от расчетной точки посадки по измеренной наклонной  $D_n$  дальности:

$$D_{ое} \approx D_n \left(1 - \frac{d_{рлс}^2}{2D_n^2}\right) - l_{рлс}. \quad (33)$$

Для расчета значений секторов  $\Delta\beta_0, \Delta\varepsilon_0$  по формулам (32) зададимся типовыми параметрами аэродрома:  $d_{рлс} = 150$  м;  $l_{рлс} = 1100$  м;  $\varepsilon_n = 2^\circ 40'$ ,  $\beta_{но} = 40'$  и  $\varepsilon_{но} = 10'$ . Тогда для высот  $h_{пр} = 6$  м, 30 м и 15 м (I, II и III-А категории метеоминимума) получим по три значения секторов  $\Delta\beta_0, \Delta\varepsilon_0$

$$\Delta\beta_0 \approx 43'; 29,5'; 18'; \quad \Delta\varepsilon_0 \approx 10,8'; 7,4'; 4,5'. \quad (34)$$

Полученные значения (34) секторов  $\Delta\beta_0, \Delta\varepsilon_0$  (в угловых минутах) для трех высот  $h_{пр}$  принятия решения и соотношение (31) позволяют получить значения требуемой точности измерения угловых координат для этих высот:

$$\sigma_\beta \approx 6,5'; 4,5'; 2,7'; \quad \sigma_\varepsilon \approx 1,6'; 1,1'; 0,7'. \quad (35)$$

При этом такие точности нужно обеспечить на дальностях

$$D_n \approx 2393 \text{ м}; 1750 \text{ м}; 1430 \text{ м}. \quad (36)$$

Для оценки возможности выполнения этих (35) требований примем, что на дальности  $D_{max} = 12$  км взятия самолета на автосопровождение обеспечивается отношение “с/ш” = 2, ( $U_c/\sigma_{шс} = 2$ ). Тогда на дальностях (36) отношение “с/ш” будет иметь значения:

$$\frac{U_c}{\sigma_{шс}} \approx 50; 94; 140. \quad (37)$$

При этом, исходя из необходимости обеспечения требуемой точности (35) в допустимых секторах отклонения ( $\pm 0,315\theta_{см}$ ) для этих отношений “с/ш” по значениям табл. 2 можно получить следующие значения наибольших относительных ошибок:  $\sigma_{\theta U}/(0,5\theta_{см}) = 0,00502; 0,00266; 0,00178$ .

Тогда для этих значений относительных ошибок, значений ширины (30) лепестков ДН и размеров (3) их взаимного смещения в каждой плоскости можно получить следующие значения ожидаемой точности  $\sigma_{\theta U}$  измерения координат по соотношению амплитуд (4) накопленных импульсов:

$$\sigma_{\beta U} \approx 3,8'; 2'; 1,35'; \quad (38)$$

$$\sigma_{\varepsilon U} \approx 0,95'; 0,5'; 20'.$$

Методическая ошибка  $\sigma_{\theta F}$  (табл. 1) для углов отклонения  $\pm 0,315\theta_{см}$  составляет величину  $\sigma_{\theta F} \approx 0,0075\theta_{см}$  и не зависит от отношения “с/ш”. Тогда, исходя из размеров лепестков (30) и их углового смещения (3) получим:

$$\sigma_{\beta F} \approx 2,85'; \quad \sigma_{\varepsilon F} \approx 0,72'. \quad (39)$$

Как видно из (39) значения методических ошибок могут незначительно превышать требуемые значения суммарных ошибок (2,7' и 0,7') на высоте  $h_{пр} = 15$  м.

Поэтому на основе приведенного теоретического расчета можно говорить о выполнении требований (34) лишь для высот  $h_{пр} = 30$  м; 60 м путем подбора требуемого шага дискретизации угловых датчиков в каждой плоскости. Так в соответствии с выражением (5) имеем:

$$\sigma_{\theta Д} = \sqrt{\sigma_0^2 - \sigma_{\theta F}^2 - \sigma_{\theta U}^2}.$$

Тогда с учетом значений ошибок (38) и (39) требуемые значения ошибок дискретизации  $\sigma_{\theta Д}$  датчиков углов  $\beta$  и  $\varepsilon$  для  $h_{пр} = 30$  м ( $D_n = 1750$  м) должны иметь значения

$$\sigma_{\beta Д} \leq 5,5'; \quad \sigma_{\varepsilon Д} \leq 1,1'. \quad (40)$$



При этом шаги дискретизации  $\Delta\beta$ ,  $\Delta\epsilon$  датчиков углов в соответствии с (6) должны удовлетворять значениям:

$$\Delta\beta \leq 19'; \quad \Delta\epsilon \leq 3,8'. \quad (41)$$

Можно убедиться, при таких шагах дискретизации (41) и значениях других составляющих ошибок (38) и (39) будут выполняться требования (35) для высоты  $h_{np} = 60\text{м}$  ( $D_n \approx 2400\text{ м}$ ).

## Выводы

В работе для моноимпульсной РЛС автосопровождения самолета в зоне посадки обоснованы особенности алгоритмом работы когерентных накопителей и предложены алгоритмы работы измерителей координат, а также проанализирована ожидаемая точность измерителей.

## Список литературы

1. Особенности построения радиолокационного посадочного комплекса для автоматизированного управления посадкой самолета / Н.Д. Рысаков, И.В. Титов, В.В. Куценко, А.П. Кулик // Наука і техніка Повітряних Сил ЗСУ: наук. ж. – Х.: ХУПС. – 2011. – № 2(6). – С. 115-120.
2. Принципы построения моноимпульсной РЛС автосопровождения самолета на этапе посадки с реализацией амплитудного способа пеленгации, амплитудной обработки и доплеровской фильтрации отражений / Н.Д. Рысаков, В.В. Куценко, И.В. Титов, С.А. Макаров // Наука і техніка Повітряних Сил ЗСУ: наук. ж. – Х.: ХУПС. – 2012. – № 2(8). – С. 87-91.
3. Фазовый метод устранения неоднозначности измерения угловых координат в моноимпульсной РЛС автосопровождения самолета в зоне посадки с реализацией амплитудного способа пеленгации, суммарно-разностной обработки и доплеровской фильтрации отражений / Н.Д. Рысаков, С.А. Макаров, В.В. Куценко, А.П. Кулик // Системи управління, навігації та зв'язку. – К., 2012. – Вип. 2(22). – С. 30-35.
4. Амплитудный метод устранения неоднозначности измерения угловых координат в МРЛС АС самолета с реализацией амплитудного способа пеленгации, суммарно-разностной обработки и доплеровской фильтрации отражений / Н.Д. Рысаков, С.А. Макаров, В.В. Куценко, И.В. Титов // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – Х.: ХУПС, 2013. – Вип. 1(34). – С. 92-97.
5. Дабкин А.Л. Антенно-фидерные устройства. Изд. 2-е, доп. и переработ. / А.Л. Дабкин, В.Л. Зузенко, А.Г. Кислов. – М.: Сов. радио, 1974. – 536 с.
6. Озброєння та військова техніка РТВ. Побудова РЛС 19Ж6: навч. посіб. Ч. 1. / Д.А. Гриб, В.П. Голованов, В.Й. Климченко та інші. – Х.: ХУПС, 2008 – 300 с.
7. Алгоритм и условия оптимальной доплеровской фильтрации отражений в когерентном накопителе с любым числом фильтров для РЛС автосопровождения посадки самолета / Н.Д. Рысаков, И.Л. Костенко, В.В. Куценко, И.В. Титов, А.П. Кулик // Системи озброєння і військова техніка. – Х.: ХУПС, 2014. – №. 1(37). – С. 211-216.
8. Управление полетами в частях авиации Вооруженных Сил СССР. Методическое пособие. – М: Воениздат, 1985. – 196 с.

Поступила в редколлегию 11.06.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Г.В. Ермаков, Национальный технический университет «ХПИ», Харьков.

## АЛГОРИТМИ РОБОТИ КОГЕРЕНТНОГО НАКОПИЧУВАЧА І ВИМІРЮВАЧІВ КООРДИНАТ У СКЛАДІ МОНОІМПУЛЬСНОЇ РЛС АВТОСУПРОВОДЖЕННЯ ЛІТАКА З АМПЛІТУДНОЮ ОБРОБКОЮ ВІДДЗЕРКАЛЕНЬ У ЗОНІ ПОСАДКИ

М.Д. Рысаков, В.В. Куценко, І.В. Тітов, С.М. Рот, Ю.М. Добришкін, С.Ю. Гогонянц

Обґрунтовуються особливості роботи когерентних накопичувачів і вимірників координат в моноімпульсній РЛС автосупроводження літака в зоні посадки. Ці особливості в порівнянні з оглядовими РЛС пов'язані з оптимальним підбором періоду зондування та вимірюванням в кожній площині кутового відхилення літака від рівносигнального напрямку антени по співвідношенню амплітуд накопичених імпульсів двох прийомних трактів. Уточнюються алгоритми роботи когерентних накопичувачів віддзеркалень і пропонуються алгоритми роботи вимірників кутових координат літаків в зоні посадки. Аналізується очікувана точність вимірювачів.

**Ключові слова:** моноімпульсна РЛС (МРЛС), автосупроводження (АС), рівносигнальний напрямок (РСН), діаграма спрямованості (ДСН), когерентний накопичувач (КН).

## ALGORITHMS WORK OF COHERENT AND STORAGE METERS COORDINATES IN PART MONOPULSE RADAR AUTOFOLLOW AIRPLANE AMPLITUDE ECHO PROCESSING IN THE LANDING ZONE

N.D. Rysakov, V.V. Kutsenko, I.V. Titov, S.N. Rot, Y.N. Dobryshkin, S.Yu. Gogonjants

Settle features of coherent drives and meters coordinate monopulse radar automatic tracking aircraft in the landing zone. These features are compared with surveillance radars associated with the selection of the optimal period of sensing and measurement in each plane angular deviation of the aircraft from equi antenna direction by the ratio of the amplitudes of accumulated pulses two reception paths. Refined algorithms drives coherent reflections and suggests algorithms meters angular coordinates aircraft in the landing zone. Analyzes the expected accuracy of the probes.

**Keywords:** monopulse radar, auto tracking, the equisignal direction, the radiation pattern, a coherent drive.