

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.10>

УДК 621.369.96

## МОНОИМПУЛЬСНЫЙ РАДИОЛОКАТОР СОПРОВОЖДЕНИЯ ПО ДАЛЬНОСТИ И УГЛОВЫМ КООРДИНАТАМ С ШИРОКОПОЛОСНЫМ ЗОНДИРУЮЩИМ СИГНАЛОМ

Е. Н. Буйлов, С. А. Горшков

Военная академия Республики Беларусь,  
220137, Республика Беларусь, г. Минск, пр-т Независимости, д. 220  
НТП РЭАТехно, 220090, Республика Беларусь, г. Минск, Логойский тракт, д.37

Статья поступила в редакцию 9 июня 2021 г.

**Аннотация.** Представлена структурная схема приемной части моноимпульсного радиолокатора сопровождения по дальности и угловым координатам (УК) с широкополосным зондирующим сигналом (ШПС). Рассмотрены особенности корреляционной обработки широкополосного линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала с полной частотной демодуляцией и алгоритмы оценки координат. Проведен сопоставительный анализ результатов расчета ошибок измерения координат воздушных целей в радиолокаторах малой дальности при использовании узкополосного и широкополосного сигналов и различных ракурсах наблюдения.

**Ключевые слова:** широкополосный сигнал, радиолокатор сопровождения, малая дальность, координатный шум цели, флуктуационная ошибка разового оценивания координат.

**Abstract.** A block diagram of the receiving part of a monopulse radar tracking by range and angular coordinates with a broadband sounding signal is presented. The features of correlation processing of a broadband linear-frequency-modulated signal with full frequency demodulation and algorithms for estimating coordinates are considered. A comparative analysis of the results of calculating errors in measuring the coordinates of air targets in short-range radars using narrow-band and broadband signals and different viewing angles is carried out.

**Key words:** broadband signal, tracking radar, short range, target coordinate noise, fluctuation error of one-time coordinate estimation.

## Введение

Исследования и разработка радиолокационных систем (РЛС) сопровождения и измерения связаны с рассмотрением различных источников ошибок: тепловой шум, многопутевое распространение радиоволн, нерегулярность атмосферной рефракции и шум целей. В зоне малых дальностей (единицы километров) основное влияние на точность измерения координат протяженных целей вносят амплитудные, угловые, дальностные и скоростные шумы, вызванные интерференцией отражений от различных элементов объекта, называемые шумом цели [1].

Шумы протяженной цели в ряде случаев удобно рассматривать как флуктуации положения ее энергетического центра (ЭЦ) отражения. Указанные флуктуации становятся особенно ощутимыми в высокоточных РЛС измерения параметров движения такого объекта.

Для снижения влияния «шума» цели на точность измерения ее координат в работе [2] рассмотрен синтез измерителей дальности и УК при использовании широкополосного ЛЧМ сигнала. Формирование опорного импульса при неизвестной форме отраженного сигнала (ОС) и уменьшение влияния его флуктуаций на точность измерения дальности достигается за счет применения адаптивного устройства формирования опорного сигнала (АУ ФОПС) [3].

Целью данной работы является рассмотрение особенностей работы моноимпульсного радиолокатора сопровождения по дальности и УК с ШПС и анализ результатов расчета флуктуационных ошибок разового оценивания координат воздушных целей при различных ракурсах наблюдения.

## 1. Постановка задачи

*Начальные условия.* Цель сопровождается по координатам при использовании ШПС. Обеспечивается разрешение локальных отражателей (ЛО) по дальности. Цель занимает несколько элементов разрешения. ОС

наблюдается на фоне шумовой помехи и остатков компенсации мешающих отражений. Отсчеты дальностного радиолокационного портрета (Д РЛП) флуктуируют за счет регулярных и случайных изменений ракурса, отклонения и вращения элементов цели.

*Задача исследования:* 1) рассмотреть особенности работы широкополосного моноимпульсного радиолокатора сопровождения по дальности и УК; 2) рассчитать ошибки измерения координат воздушных целей при различных ракурсах наблюдения узкополосными (использующими узкополосный сигнал (УПС)) и широкополосными (использующими ШПС [2]) измерителями.

## **2. Структура моноимпульсного радиолокатора сопровождения по дальности и угловым координатам с широкополосным сигналом**

В соответствии с разработанными методиками структурно-параметрического синтеза измерителей дальности и УК [2] структура приемной части широкополосного моноимпульсного радиолокатора сопровождения состоит из следующих частей: антенная система, блок суммарно-разностной обработки и усилитель высокой частоты (УВЧ), блоки полосовых фильтров (ПФ) и аналого-цифровых преобразователей (АЦП), блок частотного анализа (многоканальный когерентный накопитель (КН)), блоки квадратичного детектирования суммарного и фазового детектирования разностных каналов, блок управляемого некогерентного накопления (НН) принятого сигнала и междупериодного накопления (МПН) невязок УК, АУ ФОпС, измерители дальности и УК, цепи фильтрации и экстраполяции (ЦФ и Э) координат.

Для совместного измерения дальности и двух УК широкополосный моноимпульсный радиолокатор сопровождения содержит три канала обработки: суммарный и два разностных (по азимуту и углу места). На рис. 1 представлена структурная схема приемной части моноимпульсного радиолокатора сопровождения при использовании широкополосного ЛЧМ сигнала [4]

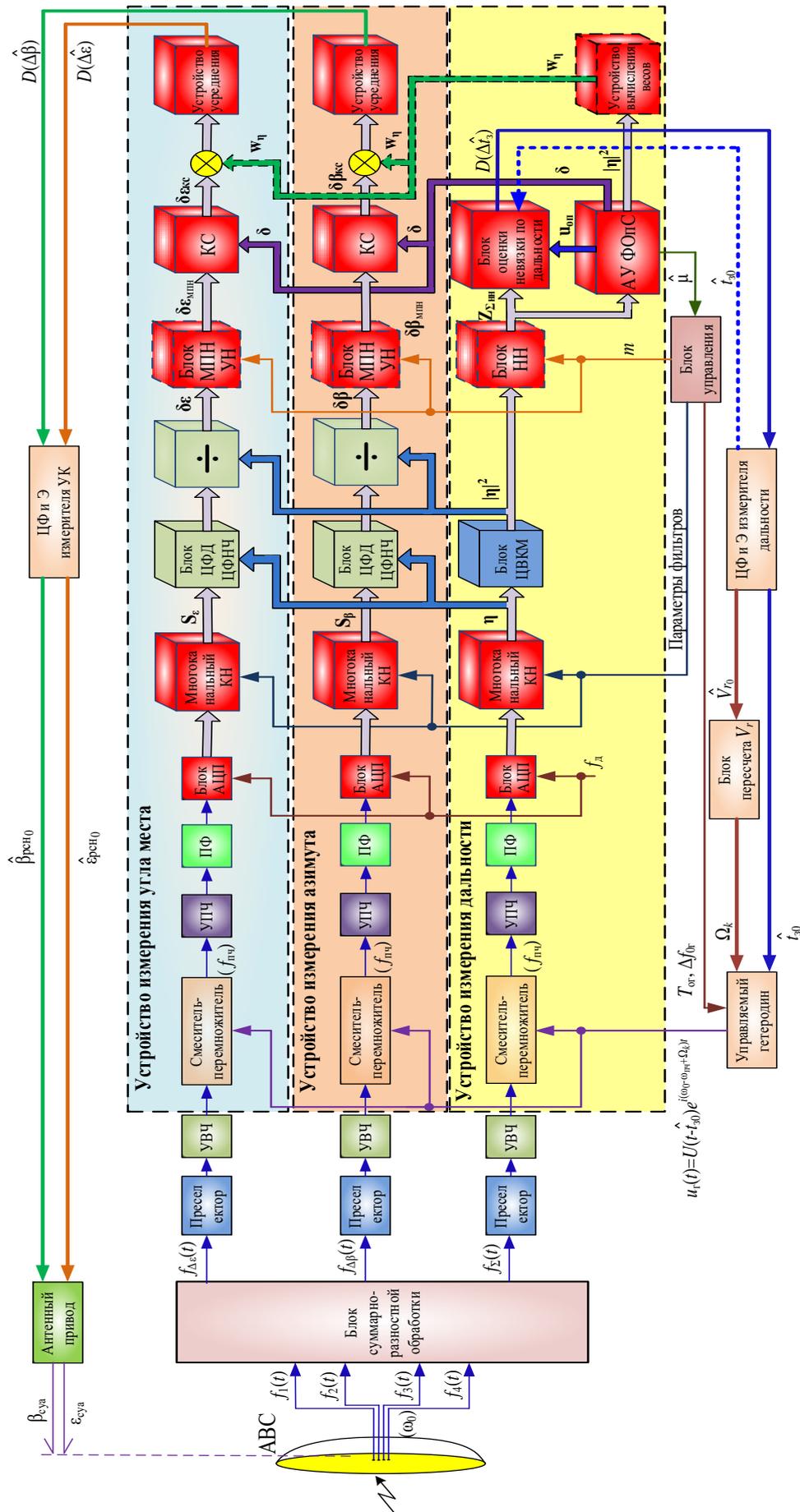


Рис. 1. Структурная схема приемной части моноимпульсного радиолокатора сопровождения по дальности и УК при использовании ИПС.

Смесь ОС с фоном  $f(t)$  принимается антенно-волноводной системой (АВС), формирующей в координатных плоскостях по два луча, отклоненных от равносигнального направления (РСН) по азимуту  $\pm \delta\beta$  и углу места  $\pm \delta\varepsilon$ . На выходе блока суммарно-разностной обработки формируются сигналы суммарного  $f_{\Sigma}(t)$  и разностных по УК  $f_{\Delta\theta}(t)$  каналов обработки [5].

Для подавления зеркального канала приема, создаваемого при гетеродинировании, используется преселектор [6]. Последующая обработка предполагает усиление ОС на сверхвысокой частоте (УВЧ).

В соответствии с экстраполированной оценкой времени задержки  $\hat{t}_{3_0}$  вырабатывается ЛЧМ гетеродинный сигнал  $u_{\Gamma}(t)$  (управляемый гетеродин, рис. 1), согласованный с ожидаемым и обеспечивающий полную частотную демодуляцию принимаемых колебаний на промежуточной частоте  $f_{\text{пч}}$  (ПЧ) (смеситель-перемножитель, рис. 1).

Скорость изменения частоты обобщенного гетеродина  $\Delta f_{0\Gamma}/T_{0\Gamma}$  такая же, как у зондирующего сигнала (ЗС)  $\Delta f_{\text{м}}/T_0$ . Но длительность гетеродинного импульса  $T_{0\Gamma}$  на  $\Delta\tau_{\Gamma}$  больше  $T_0$ , а ширина его спектра  $\Delta f_{0\Gamma}$  больше в  $T_{0\Gamma}/T_0$  раз, чем  $\Delta f_{\text{м}}$  ЗС, то есть  $\Delta f_{0\Gamma} = \Delta f_{\text{м}} T_{0\Gamma}/T_0$ . Это позволяет одним каналом обрабатывать несколько элементов дальности, что отличает корреляционную обработку с обобщенным гетеродинированием [5, 7] от корреляционной.

Радиоимпульсы после демодуляции приобретают дополнительный частотный сдвиг в  $n$ -м элементе разрешения  $F_{rn} = t_{rn} \Delta f_{\text{м}}/T_0$  (где  $t_{rn}$  – время запаздывания ОС от  $n$ -го элемента дальности).

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) каналов обработки ограничивает полосу и обеспечивает достаточный уровень сигнала для работы блока АЦП.

Для согласования аналоговой части приемника со входом АЦП используется блок ПФ. Его суммарная полоса пропускания

$\Delta F_{\text{ан}} = \Delta \tau_{\Gamma} \Delta f_{\text{м}} / T_0 + \Delta F_{\text{дс.мах}}$  зависит от длительности зондирующего  $T_0$  и гетеродинного  $T_{0\Gamma}$  сигналов и максимальной частоты Доплера цели  $\Delta F_{\text{дс.мах}}$ .

Аналого-цифровое преобразование демодулированного сигнала выполняется на ПЧ  $f_{\text{пч}}$  в полосе  $\Delta F_{\text{ан}}$  с частотой дискретизации  $f_{\text{д}}' = 4f_{\text{пч}} / (2m_{\text{пч}} + 1)$ , при целом коэффициенте  $m_{\text{пч}} = 0, 1, 2, \dots$  и дополнительном условии  $f_{\text{д}}' \geq k\Delta F_{\text{ан}}$ , где  $k \geq 1$ . После оцифровки на ПЧ и цифрового фазового детектирования (ЦФД) сигнал прореживается до частоты Котельникова-Шеннона  $f_{\text{д}}'' = \Delta F_{\text{ан}} \approx \Delta f_{\text{м}} \Delta \tau_{\Gamma} / T_0$ . Понижение частоты дискретизации относительно  $\Delta f_{\text{м}}$  происходит в число раз тем большее, чем меньше  $\Delta \tau_{\Gamma}$  и больше  $T_0$  [8-10].

Выделение цифровых колебаний с различными частотами (спектральный анализ) в разных элементах разрешения по дальности производит многоканальный КН с полосой фильтра  $1/T_0$ . Эту операцию можно выполнять, например, при помощи дискретного преобразования Фурье, в окне, длительностью  $T_0$  с периодическим временным сдвигом в более широком окне  $T_{0\Gamma}$  [9, 10]. Результатом такой обработки является формирование квадрата модуля комплексных амплитуд Д РЛП  $|\eta|^2$  в фильтрах на заданных частотах (выход цифрового вычислителя квадрата модуля (ЦВКМ)). Для повышения частоты дискретизации Д РЛП в  $k$  раз, относительно исходной частоты Котельникова-Шеннона  $f_{\text{д}}''$ , чтобы дискриминатор дальности работал точнее, пользуются свойством дополнения исходной последовательности нулями в  $k$  раз [8]. Итоговая частота дискретизации Д РЛП равна  $f_{\text{д}} = kf_{\text{д}}''$ . Уменьшение уровня боковых лепестков достигается весовой обработкой исходной последовательности [11].

Далее выполняется фазовое детектирование (блоки ЦФД и фильтров нижних частот (ЦФНЧ)) разностных сигналов  $S_{\theta}$  (азимута  $\beta$  и угла места  $\varepsilon$ ).

Для стабилизации крутизны дискриминационной характеристики измерителей УК выходные сигналы ЦФД в  $s$ -м периоде повторения и  $n$ -м элементе дальности делятся на  $|\eta|_{s,n}^2$  (делитель, рис.1). Алгоритм оценки углового рассогласования в  $n$ -м элементе дальности имеет вид:

$$\delta\theta_{s,n} = \text{Re}[\eta_{s,n} \cdot S_{\theta_{s,n}}^*] / |\eta_{s,n}|^2, \quad (1)$$

где (\*) – знак комплексного сопряжения.

Выражение (1) соответствует алгоритму расчета сигнала ошибки в квазиоптимальном угловом дискриминаторе при амплитудном мгновенном сравнении с суммарно-разностной обработкой и перемножением [5]. Полученные невязки УК  $\delta\theta_{s,n}$  характеризуют угловое положение ЛО относительно РСН в каждом элементе дальности.

Для улучшения характеристик обнаружения целей при низком отношении сигнал шум  $\mu$  (ОСШ) квадраты модуля Д РЛП накапливаются (в суммарном канале обработки с помощью блока НН, а в разностных – блока МПН угловых невязок) в соответствии с алгоритмом накопителя на рециркуляторе [1, 5]:

$$\begin{aligned} Z_{\Sigma \text{ НН } s,n} &= (1-m) \cdot |\eta_{s,n}|^2 + m \cdot Z_{\Sigma \text{ НН } (s-1),n} \quad \text{– для суммарного канала;} \\ \delta\theta_{\text{МПН } s,n} &= (1-m) \cdot \delta\theta_{s,n} + m \cdot \delta\theta_{\text{МПН } (s-1),n} \quad \text{– для разностных каналов,} \end{aligned} \quad (2)$$

где  $m = \exp\{-2/L_{\text{НН}}\}$  – коэффициент обратной связи;

$L_{\text{НН}}$  – число некогерентно накапливаемых импульсов.

Требуемое число  $L_{\text{НН}}$  вычисляется исходя из условия сохранения заданной вероятности правильного обнаружения целей  $D$ , рассчитываемой в соответствии с выражением [5, с. 235–243]:

$$D = e^{-x_1} \sum_{m=0}^{n_1-1} \frac{x_1^m}{m!}, \quad (3)$$

где  $x_1 = (n_1 k_\eta) / (1 + \hat{\mu})$  – коэффициент;

$n_1 = L_{\text{нн}}[1 - r_{\text{нн}}(r_S^{c+\text{ш}})^2] / [1 + r_{\text{нн}}(r_S^{c+\text{ш}})^2]$  – число степеней свободы  $\chi^2$  распределения на выходе некогерентного накопителя суммарного канала обработки при наличии сигнала;

$r_{\text{нн}} = \exp\{-2/L_{\text{нн}}\}$  – коэффициент;

$r_S^{c+\text{ш}}$  – коэффициент междупериодной корреляции некогерентно накапливаемой смеси сигнала и шума;

$k_\eta$  – относительный порог.

Оценка ОСШ  $\hat{\mu}_s$  в  $s$ -м периоде повторения определяется выражением:

$$\hat{\mu}_s = \mathcal{E}_s / \hat{\sigma}_{\phi_s}^2, \quad (4)$$

где  $\mathcal{E}_s = \sum_{n=0}^{N_r-1} |\eta_{s,n}|^2$  – суммарная энергия ДРЛП в  $s$ -м периоде повторения

после отсечки шума и быстро флуктуирующих элементов;

$N_r$  – размер окна дальности.

Оценка уровня фона проводится на левом и правом участках окна дальности с выбором минимума:

$$\hat{\sigma}_{\phi_s}^2 = \min(U_s, V_s), \quad (5)$$

где  $U_s = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M |\eta_{s,n}|^2$ ,  $V_s = \frac{1}{M} \sum_{n=N_r-M+1}^{N_r} |\eta_{s,n}|^2$  – мощность фона в  $s$ -м периоде

повторения левого и правого участков окна дальности длиной  $M$ .

Тогда, задавшись минимальной вероятностью правильного обнаружения целей  $D$  и оценки ОСШ  $\hat{\mu}$  число некогерентно накапливаемых импульсов  $L_{\text{нн}}$  определяется путем решения трансцендентного уравнения (3) (блок управления, рис. 1), например, с помощью пакета Mathcad.

При высоком ОСШ измерители координат могут не включать накопителя. В таком случае коэффициент обратной связи  $m = 0$ .

Далее выходной сигнал блока НН суммарного канала обработки поступает на АУ ФОпС и блок оценки невязки по дальности. Сигналы блоков МПН

угловых невязок разностных каналов обработки подаются на каскады стробирования (КС) измерителей УК (рис. 1).

АУ ФОпС формирует Д РЛП опорного сигнала из принятого следующим образом [3]. Вначале производится адаптивная пороговая отсечка фона, формирующая сигнал ошибки только по интенсивным элементам Д РЛП. Затем прошедшие предыдущий порог элементы экспоненциально фильтруются, что приводит к межимпульсному усреднению отсчетов Д РЛП и уменьшению мощности шума. На следующем этапе обнуляются быстро флуктуирующие элементы на входе экспоненциального фильтра, что уменьшает влияние на опорный сигнал флуктуаций, за счет роторной модуляции и интерференции отражений от ЛО цели друг с другом или мешающими отражениями.

Блок оценки невязки по дальности (рис. 1) измеряет отклонения дальности цели от ее экстраполированного значения по максимально-правдоподобной оценке и состоит из устройств свертки Д РЛП с опорным сигналом (сформированным в АУ ФОпС), выбора максимума и преобразования (рис. 2).

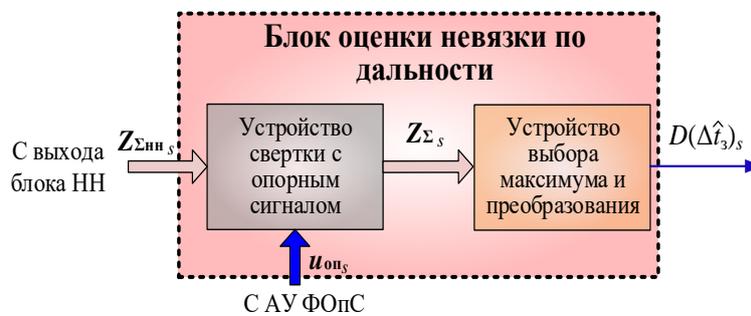


Рис. 2. Структурная схема блока оценки невязки по дальности.

Устройство свертки с опорным сигналом вычисляет корреляционную сумму (свертку)  $Z_{\Sigma_{s,l}}$  формируемого в АУ ФОпС  $u_{оп_{s,n}}$  и выходного сигнала НН Д РЛП  $Z_{\Sigma_{HH_{s,l}}}$  при  $l$ -м взаимном положении ( $l = 0, 1, \dots, 2 \cdot [N_r - 1]$ ):

$$\begin{aligned} & \sum_{n=0}^l Z_{\Sigma_{HH_{s,n}}} u_{оп_{s,(l-n)}}, & \text{при } l < N_r \\ & \sum_{n=l-(N_r-1)}^{N_r-1} Z_{\Sigma_{HH_{s,n}}} u_{оп_{s,n-[l-(N-1)]}}, & \text{при } l \geq N_r. \end{aligned} \quad (6)$$

Далее (в устройстве выбора максимума и преобразования, рис. 2) вычисляется сигнал ошибки времени запаздывания – отклонение аргумента максимума свертки  $\arg[\max_l(Z_{\Sigma s,l})]$  от центрального  $(N_r - 1)$ -го отсчета:

$$D(\Delta \hat{t}_3)_s = \Delta \hat{t}_{3_s} = [\arg \max_l (Z_{\Sigma s,l}) - (N_r - 1)] \cdot t_d, \quad (7)$$

где  $t_d = 1/f_d$  – шаг дискретизации по времени.

Сигнал ошибки формируется из расчета того, чтобы центр сигнала управляемого гетеродина совпадал с центром отраженного. Такое построение позволяет сопровождать Д РЛП относительно центра окна дальности.

КС исключает каналы дальности с флуктуирующими невязками по УК  $\delta\theta_{\text{КС},n}$ . Стробятся лишь интенсивные медленно флуктуирующие элементы Д РЛП (номер элемента определяется в АУ ФОПС измерителя дальности).

Следует отметить, что в элементах дальности  $(n = 0, 1, \dots, N_r - 1)$  с малой амплитудой основной вклад в результаты измерения УК вносит тепловой шум. Для устранения данного недостатка при широкополосном зондировании невязки  $\delta\theta_{\text{КС},n}$  взвешенно усредняются, что соответствует сигналу ошибки УК

$D(\Delta \hat{\theta})_s$ :

$$D(\Delta \hat{\theta})_s = \frac{1}{N_\delta} \sum_{n=1}^{N_r} [\delta\theta_{\text{КС},n} \cdot w_{\eta_{s,n}}], \quad (8)$$

где  $N_\delta$  – число элементов дальности в которых превышен порог обнаружения.

Вес  $w_{\eta_{s,n}}$  угловой невязки  $\delta\theta_{\text{КС},n}$   $n$ -го отсчета ДРЛП  $\eta_{s,n}$  вычисляется устройством вычисления весов (рис. 1), как квадрат модуля его комплексной амплитуды в суммарном канале, деленный на сумму квадратов элементов, превысивших порог обнаружения АУ ФОПС [5, с. 320–321, [12-14](#)]:

$$w_{\eta_{s,n}} = |\eta_{s,n}|^2 / \sum_{n=0}^{N_r-1} |\eta_{s,n}|^2. \quad (9)$$

При отсутствии взвешенного усреднения значений угловых рассогласований  $w_{\eta_{s,n}} = 1$ .

С учетом выше сказанного алгоритм расчета сигнала ошибки измерения УК ЭЦ цели в  $s$ -м периоде повторения примет вид [1]:

$$D(\Delta\hat{\theta})_s = \frac{1}{N_\delta} \sum_{n=1}^{N_r} \left[ \left( (1-m) \frac{\text{Re}[\eta_{s,n} \cdot S_{\theta_{s,n}}^*]}{|\eta_{s,n}|^2} + m \delta\theta_{\text{МПН}(s-1),n} \right) \delta_{s,n} w_{\eta_{s,n}} \right], \quad (10)$$

где  $\delta_{s,n}$  – дельта импульсы.

С выхода измерителей координат сигналы ошибки дальности, азимута и угла места поступают на цепи фильтрации и экстраполяции (ЦФ и Э, рис. 1). Фильтрация разовых оценок координат  $\hat{\alpha}_s$  сопровождаемой цели уменьшает ошибки измерения дальности и УК. При этом извлекается дополнительная информация о скорости  $\hat{\dot{\alpha}}_s$  и ускорении  $\hat{\ddot{\alpha}}_s$  этих координат. Для решения задачи фильтрации можно использовать дискретные фильтры Калмана  $n$ -го порядка, так как сопровождаемые объекты могут интенсивно маневрировать (с учетом небольших дальностей) [1]. Более высокую точность обеспечивает, например, использование многогипотезных измерителей с межобзорной памятью гипотез с переходом от сферической к прямоугольной системе координат [16, 17].

Дальнейшее формирование оценок координат предполагает экстраполяцию (рис. 1). Экстраполированная оценка времени задержки  $\hat{t}_{30s}$  определяет момент формирования ЛЧМ гетеродинного сигнала  $u_T(t)$ , обеспечивающего полную частотную демодуляцию принимаемых колебаний в суммарном и разностных каналах обработки. Экстраполированная оценка радиальной скорости  $\hat{V}_{r0s}$  используется для коррекции  $\Omega_k$  частоты Доплера ОС.

Экстраполированные оценки азимута  $\hat{\beta}_{0s}$  и угла места  $\hat{\epsilon}_{0s}$  подаются на антенный привод АВС, где формируются управляющие напряжения, пропорциональные величине и знаку угловых рассогласований  $\beta_{\text{сya}}$  и  $\epsilon_{\text{сya}}$  соответственно. Это обеспечивает изменение положения антенны до совмещения РСН с направлением на цель.

### 3. Методика оценки флуктуационной ошибки разового оценивания координат воздушных целей при использовании узкополосного и широкополосного сигналов

Математическое моделирование работы измерителей координат проводилось по неподвижному объекту, находящемуся на РСН, вращающемуся относительно центра приложения аэродинамических сил (рис. 2). Это позволило оценить влияние «шума» цели (углового и дальностного) лишь на флуктуационную ошибку следящего измерения при различных ракурсах ее наблюдения без влияния динамической составляющей.

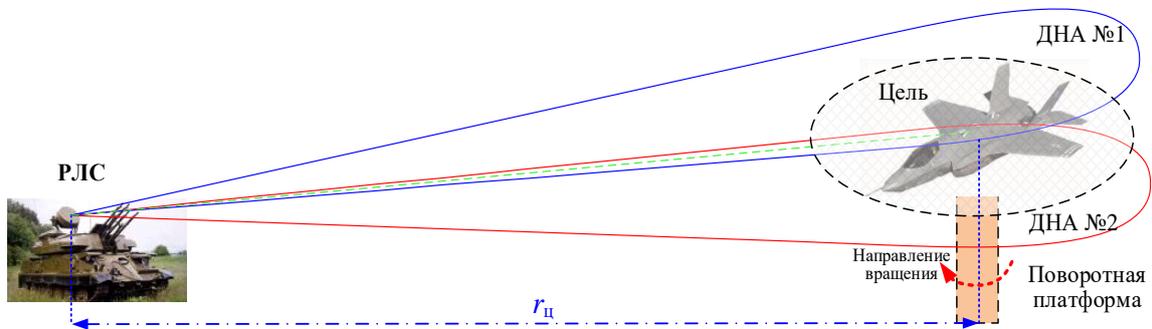


Рис. 2. Модель вращения цели относительно РЛС.

Структура математической модели показана на рис. 3.

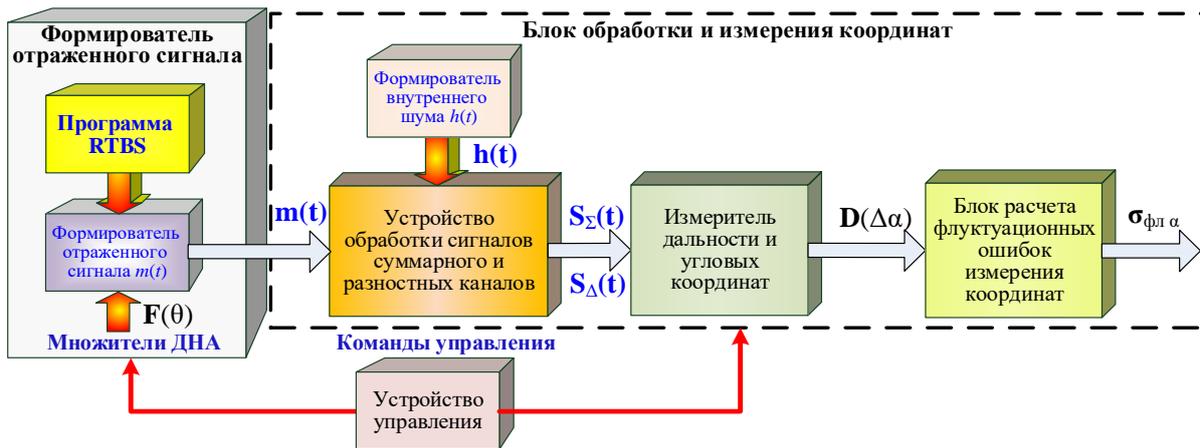


Рис. 3. Структура проведения математического моделирования.

Методика оценки флуктуационной ошибки оценивания координат воздушных целей при использовании узкополосного и широкополосного сигналов включает следующие этапы:

1. С помощью пакета программ RTBS [18] задавались ракурс цели и параметры РЛС сопровождения (узкополосной и широкополосной).

2. Полученные результаты моделирования (прямоугольные координаты ЭЦ, углы тангажа, курса и крена цели; количество ЛО, их амплитуды с учетом выбранной поляризации, координаты и проекции на РСН) записывались в файл.

3. Выполнялось чтение файла с помощью программного пакета MathCad.

4. ОС формировался в четырех рассовмещенных по углам каналах приема амплитудного моноимпульсного пеленгатора и учитывающий нормированные множители диаграмм направленности антенны (ДНА) на передачу и прием.

Для  $j$ -го ракурса наблюдения ( $j=1,2,\dots,N_{\text{рак}}$ , где  $N_{\text{рак}}$  – число угловых положений цели) в  $k$ -м канале приема отраженный от цели сигнал представлялся совокупностью элементарных сигналов известной формы  $m(t)_{j,\chi}$  со случайной начальной фазой  $\varphi_{0j,\chi}$ , амплитудой  $E_{cj,\chi}$  и временем запаздывания  $t_{rj,\chi}$  от  $\chi$ -го ЛО ( $\chi=1,2,\dots,N_{\text{бт}}$ , где  $N_{\text{бт}}$  – число ЛО) объекта:

$$m(t)_{j,k} \cong \sum_{\chi=1}^{N_{\text{бт}}} \left[ m(t)_{j,\chi} F_{\text{рпру}}(\beta_{j,\chi}, \varepsilon_{j,\chi})_k F_{\text{рпу}}(\beta_{j,\chi}, \varepsilon_{j,\chi}) \right] =$$

$$= \sum_{\chi=1}^{N_{\text{бт}}} \left[ E_{cj,\chi} U_0(t-t_{rj,\chi}) e^{i[2\pi(f_0-F_{\text{дс}j,\chi})(t-t_{rj,\chi})-\varphi_{0j,\chi}]} F_{\text{рпру}}(\beta_{j,\chi}, \varepsilon_{j,\chi})_k F_{\text{рпу}}(\beta_{j,\chi}, \varepsilon_{j,\chi}) \right], \quad (11)$$

где  $U_0(t) = U_a(t) \exp\{i \cdot \pi \Delta f_M t^2 / T_0\}$  – закон модуляции одиночного ЛЧМ радиоимпульса;

$U_a(t)$  – амплитудный закон модуляции;

$f_0$  – несущая частота;

$F_{\text{дс}j,\chi}$  – частота Доплера сигнала  $\chi$ -го ЛО;

$F_{\text{рпру}}(\beta_{j,\chi}, \varepsilon_{j,\chi})$  и  $F_{\text{рпру}}(\beta_{j,\chi}, \varepsilon_{j,\chi})_k$  – комплексные амплитудно-фазовые множители передающей и  $k$ -й приемной диаграмм направленности антенн  $\chi$ -го ЛО с координатами  $\beta_{j,\chi}$  и  $\varepsilon_{j,\chi}$  относительно РСН;

5. Формировались сигналы суммарного и разностного каналов обработки.

Сигнал суммарного канала обработки представлялся в виде:

$$f_{\Sigma}(t)_j = \left[ \sqrt{\gamma} / K_{\eta} \right] \cdot \sum_{l=1}^4 m(t)_{j,l} + h(t), \quad (12)$$

где  $\gamma$  – требуемое ОСШ на выходе устройства внутривысокочастотной обработки;

$$K_{\eta} = \left[ 1 / N_{\text{рак}} \right] \sum_{j=1}^{N_{\text{рак}}} \left| m(t)_{j,1} + m(t)_{j,2} + m(t)_{j,3} + m(t)_{j,4} \right| \quad - \quad \text{нормирующий}$$

множитель амплитуд ОС для заданного числа угловых секторов  $N_{\text{рак}}$ ;

$h(t)$  – внутренний шум приемника.

Разностные сигналы находились в соответствии с выражениями (нормирование по суммарному каналу):

– по азимуту

$$f_{\beta}(t)_j = \left[ \sqrt{\gamma} / K_{\eta} \right] \cdot [(m(t)_{j,1} + m(t)_{j,4}) - (m(t)_{j,2} + m(t)_{j,3})] + h(t); \quad (13)$$

– по углу места

$$f_{\varepsilon}(t)_j = \left[ \sqrt{\gamma} / K_{\eta} \right] \cdot [(m(t)_{j,1} + m(t)_{j,2}) - (m(t)_{j,3} + m(t)_{j,4})] + h(t). \quad (14)$$

6. Рассчитывался сигнал ошибки измерения координат ЭЦ цели.

При узкополосном зондировании для  $j$ -го ракурса наблюдения сигнал ошибки по дальности формировался в квазиоптимальном дискриминаторе с двумя взаимно расстроенными каналами и вычитанием [5, с. 359–360]:

$$D(\Delta \hat{t}_3)_j = \frac{|S_{\Sigma}(t_3 + \delta t)_j|^2 - |S_{\Sigma}(t_3 - \delta t)_j|^2}{|S_{\Sigma}(t_3 + \delta t)_j|^2 + |S_{\Sigma}(t_3 - \delta t)_j|^2}, \quad (15)$$

где  $S_{\Sigma}(t_3 \pm \delta t)_j$  – обобщенный корреляционный интеграл в суммарном канале обработки для  $j$ -го ракурса наблюдения;

$\delta t$  – рассовмещение опорных стробов относительно времени задержки  $t_3$ .

Сигнал ошибки по УК для узкополосного зондирования при  $j$ -м ракурсе наблюдения формировался оптимальным дискриминатором с суммарно-разностной обработкой и перемножением [5, с. 409–410]:

$$D(\Delta \hat{\theta})_j = \text{Re}[S_{\Sigma j} S_{\Delta j}^*] / |S_{\Sigma j}|^2. \quad (16)$$

При широкополосном зондировании сигнал ошибки по дальности (времени задержки) рассчитывался как разность между текущим ЭЦ Д РЛП цели и центром строга дальности в соответствии с выражением (7) (рис. 1). Сигналы ошибки по УК оценивались в строгах, формируемых в АУ ФОПС канала дальности, затем взвешенно или не взвешенно усреднялись в разностных каналах азимута и угла места в соответствии с выражением (10) (рис. 1).

7. Рассчитывалась флуктуационная ошибка разового оценивания координат  $\sigma_{\text{фл}\alpha}$  в соответствии с выражением [12]:

$$\sigma_{\text{фл}\alpha j} = \sqrt{\left[1/N_{\text{реал}}\right] \sum_{q=0}^{N_{\text{реал}}-1} (D(\Delta\hat{\alpha})_q - m_{\alpha q})^2}, \quad (17)$$

где  $N_{\text{реал}}$  – число реализаций сигнала ошибки для углового сектора  $\Delta\varphi_{\text{сект}} = 5^\circ$  цели. Дискретность перестройки курсового угла составляла  $\delta\varphi = 0,005^\circ$ . Количество реализаций определялось выражением:  $N_{\text{реал}} = \text{ceil}(\Delta\varphi_{\text{сект}}/\delta\varphi)$ , где  $\text{ceil}(\cdot)$  – функция округления числа до целого в сторону увеличения;

$m_\alpha$  – математическое ожидание сигнала ошибки измеряемого параметра  $\alpha$ .

#### 4. Результаты и их обсуждение

Рассмотрим результаты расчета флуктуационной ошибки разового оценивания дальности  $\sigma_{\text{фл}_r}$ , азимута  $\sigma_{\text{фл}_\beta}$  и угла места  $\sigma_{\text{фл}_\epsilon}$  ЭЦ объекта для различных ракурсов наблюдения ( $\varphi_{\text{ц}} = 0...90^\circ$  с дискретностью в  $0,005^\circ$ ) радиолокатором сопровождения при использовании УПС и ШПС с различным разрешением по дальности (рис. 1). Объекты наблюдения: истребитель F-15, вертолет АН-64 и стратегическая крылатая ракета (СКР) ALCM.

Используемые параметры моделирования: дальность до цели  $r_{\text{ц}} = 2$  км; период повторения радиоимпульсов  $T_{\text{п}} = 0,26$  мс; тип зондирующего сигнала – последовательность ЛЧМ радиоимпульсов с длительностью  $T_0 = 0,26$  мкс и длиной волны  $\lambda = 2$  см; разрешающая способность по дальности при использовании УПС  $\Delta r_{\text{уп}} = 37,5$  м ( $\Delta f_{\text{м}} = 4$  МГц), а при использовании ШПС –

$\Delta r_{\text{шп}} = 0,5 \text{ м}$  ( $\Delta f_{\text{м}} = 300 \text{ МГц}$ ),  $1 \text{ м}$  ( $150 \text{ МГц}$ ),  $1,5 \text{ м}$  ( $100 \text{ МГц}$ ) и  $2 \text{ м}$  ( $75 \text{ МГц}$ ); ширина ДНА по УК  $\Delta\theta = 2^\circ$ . Цель сопровождается по дальности и УК, т.е. РСН антенны совпадает с центром масс объекта. Динамическая ошибка равна нулю.

На рис. 5 а представлены результаты расчета эффективной-отражающей поверхности (ЭОП). Для УПС ЭОП цели  $\sigma_{\text{ц}}$  определялась в соответствии с

выражением  $\sigma_{\text{ц}j} = \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq m}}^{N_{\text{от}}} \sum_{m=1}^{N_{\text{от}}} \sqrt{\sigma_{n_j} \sigma_{m_j}} \cos(\psi_{nmj})$ , где  $\sigma_{n(m)_j}$  – ЭОП  $n(m)$ -го ЛО,

а  $\psi_{nmj}$  – разность фаз между  $n$ -м и  $m$ -м ЛО для  $j$ -го ракурса наблюдения цели типа F-15 [5, с. 62–64]. При широкополосном зондировании суммарная по

элементам разрешения Д РЛП цели ЭОП  $\sigma_{\text{ц}\Sigma_s} = \sum_{n=0}^{N_r-1} \sigma_{\text{ц}n}$ , где  $\sigma_{\text{ц}n}$  – средняя ЭОП в элементе разрешения по дальности.

На рис. 5 б, 5 г и 5 е показаны усредненные по совокупности реализаций зависимости флуктуационных ошибок разового оценивания дальности  $\sigma_{\text{фл}r_j}$  (рис. 5 б), линейных координат (в метрах) для азимутальной  $\sigma_{\text{фл}l_{\beta}j}$  (рис. 5 г) и угломестной  $\sigma_{\text{фл}l_{\epsilon}j}$  (рис. 5 е) плоскостей истребителя F-15 при использовании

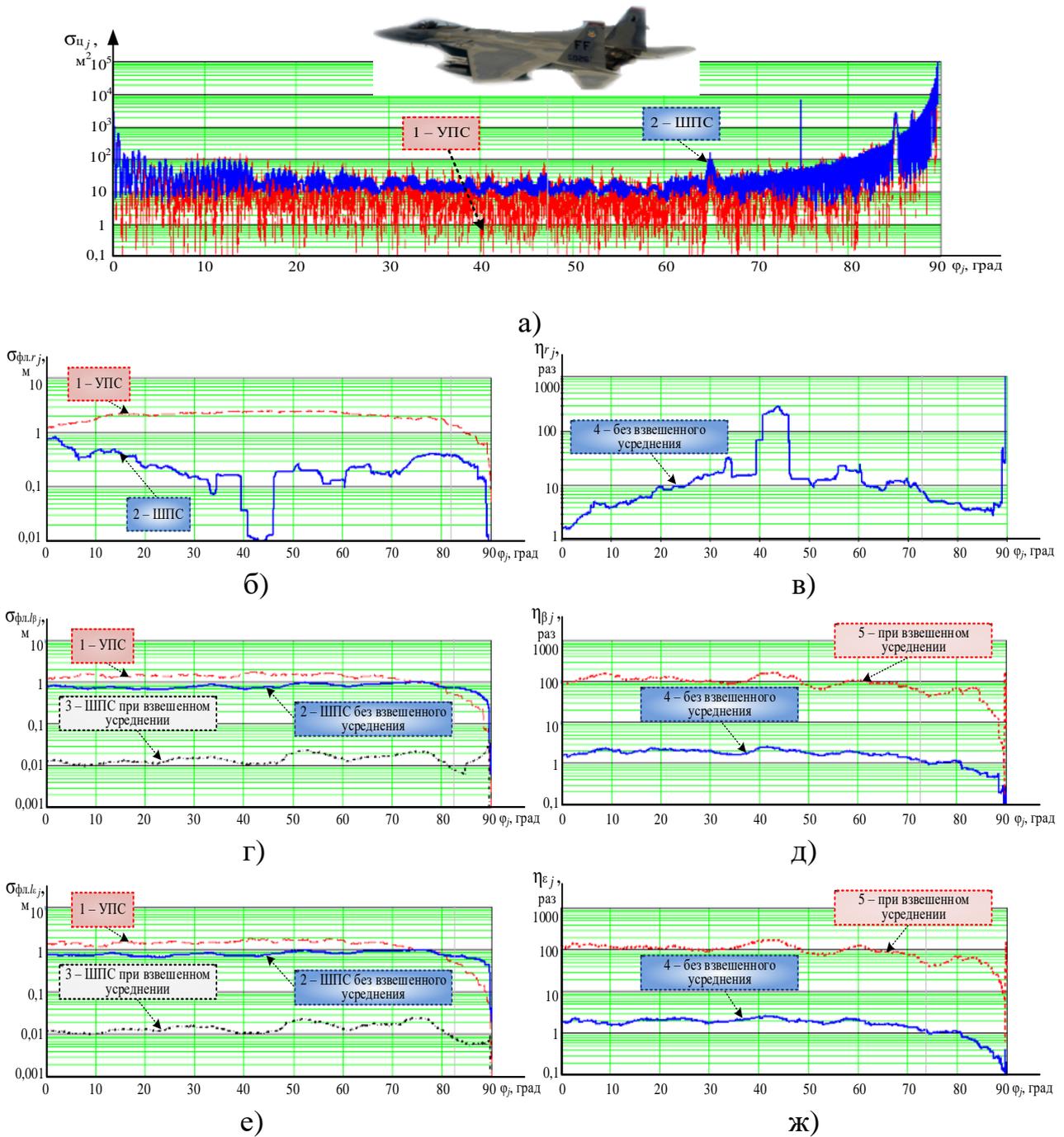
УПС  $\sigma_{\text{фл}\alpha}^{\text{уп}}$  (кривая 1), ШПС с равновесным усреднением  $\sigma_{\text{фл}\alpha}^{\text{шп}}$  (кривая 2) и ШПС со взвешенным усреднением  $\sigma_{\text{фл}\alpha}^{\text{шпв}}$  (кривая 3) от ракурса наблюдения  $\varphi$ .

Значения сигнала ошибки измерения УК пересчитаны в картинную плоскость в соответствии с выражением:  $\sigma_{\text{фл}l_{\beta}j} \approx \sigma_{\text{фл}\beta j} \cdot r_{\text{ц}j}$ . На рис. 5 в представлен

выигрыш в точности измерения дальности  $\eta_{\alpha j} = \sigma_{\text{фл}\alpha j}^{\text{уп}} / \sigma_{\text{фл}\alpha j}^{\text{шп}}$ , а на рис. 5 д и

рис. 5 ж выигрыш в точности измерения азимута и угла места при равновесном  $\eta_{\alpha j}$  ( $w_{\eta_{j,n}} = 1$ , кривая 4) и взвешенном  $\eta_{\alpha_{в}j} = \sigma_{\text{фл}\alpha j}^{\text{уп}} / \sigma_{\text{фл}\alpha j}^{\text{шпв}}$  ( $w_{\eta_{j,n}} \neq 1$ , кривая 5)

усреднениях соответственно.



1 – использование УПС; 2 – использование ШПС без взвешенного усреднения;  
 3 – использование ШПС при взвешенном усреднении; 4 –  $\eta_{\alpha}$  без взвешенного усреднения; 5 –  $\eta_{\alpha}$  при взвешенном усреднении

Рис. 4. Зависимости ЭОП (а) и флуктуационных ошибок разового оценивания дальности (б), азимута (г) и угла места (е) истребителя F-15 и  $\eta_{\alpha_B}$  (в, д, ж) от ракурса наблюдения.

Из рис. 4 следует, что в заданном диапазоне ракурсов наблюдения ( $\varphi_{ц} = 0 \dots 90^\circ$ ) при использовании УПС флуктуационная ошибка разового оценивания координат цели типа F-15 изменяется, в основном: по дальности –

от 1 до 2,5 м (рис. 4 б, кривая 1); в угловых картинных плоскостях от 1 м до 2 м (рис. 4 г и рис. 4 е, кривая 1). При бортовых ракурсах от  $\varphi_{ц} = 80...90^\circ$  наблюдается падение ошибок измерения координат, вызванное уменьшением «собственного шума» цели ввиду роста мгновенной ЭОП фюзеляжа (рис. 4 а).

При использовании ШПС флуктуационная ошибка разового оценивания координат изменяется, в основном: по дальности – от 0,1 до 0,8 м (рис. 4 б, кривая 2); в угловых картинных плоскостях при равновесном усреднении ( $w_{\eta_{j,n}} = 1$ ) от 0,6 м до 1 м (рис. 4 г и рис. 4 е, кривая 2). Для ракурсов  $\varphi_{ц} = 40...47^\circ$  наблюдается уменьшение флуктуационной ошибки по дальности из за появления доминирующего ЛО со слабо выраженными флюктуациями в Д РЛП цели. На ракурсах от  $\varphi_{ц} = 80...90^\circ$ , также как и при узкополосном зондировании, происходит падение ошибок измерения координат.

Следует отметить, что взвешенное усреднение ( $w_{\eta_{j,n}} \neq 1$ ) угловых рассогласований позволяет уменьшить флуктуационную ошибку (в отличие от узкополосных измерителей) измерения УК в картинных плоскостях до 0,01 м (рис. 4 г и рис. 4 е, кривая 3). Рост точности вызван умножением на веса, соответствующие интенсивности ЛО, снижая, влияние «слабых» ЛО, как известно, приводящих к выбросам оценок УК, в том числе и за границы цели.

Отношение флуктуационных ошибок измерения координат узкополосного и широкополосного радиолокаторов сопровождения (средний выигрыш в точности)  $\eta_{\alpha}$  при различных ракурсах наблюдения  $\varphi_{ц} = 0...80^\circ$  изменяется, в основном, по дальности от 1,3 до 30 раз (рис. 4 в, кривая 4), в угловых картинных плоскостях при равновесном усреднении ( $w_{\eta_{j,n}} = 1$ ) достигает 3 раз (рис. 4 д и рис. 4 ж, кривая 4), а при взвешенном усреднении  $\eta_{\alpha_{в}}$  ( $w_{\eta_{j,n}} \neq 1$ ) – до 100 раз (рис. 4 д и рис. 4 ж, кривая 5). Кроме того, эффективность широкополосного зондирования в радиолокаторах сопровождения (в отличии от узкополосного) сохраняется, практически, на всех ракурсах наблюдения (при

равновесном усреднении для  $\varphi_{ц} = 0...80^\circ$ , а при взвешенном –  $\varphi_{ц} = 0...89^\circ$ ). Исключение составляют случаи, когда значительно падает «собственный шум» цели (например, при  $\varphi_{ц} \approx 90^\circ$ ), из-за сильного преобладания отражений от фюзеляжа.

В таблице 1 представлены результаты расчета среднего значения (по ракурсам наблюдения  $\varphi_{ц} = 0...90^\circ$ ) флуктуационных ошибок разового оценивания дальности  $r$ , азимута  $\beta$  и угла места  $\varepsilon$  (в картинной плоскости) целей при использовании УПС  $\sigma_{фл\alpha}^{уп}$  и ШПС  $\sigma_{фл\alpha}^{шпс}$ . Для оценки дальности и УК с равновесным ( $w_{\eta_{s,n}} = 1$ ) усреднением представлен средний выигрыш в точности измерения  $\eta_{\alpha} = \sigma_{фл\alpha}^{уп} / \sigma_{фл\alpha}^{шпс}$ , а для УК при взвешенном ( $w_{\eta_{s,n}} \neq 1$ ) усреднении –  $\eta_{\alpha_{в}} = \sigma_{фл\alpha}^{уп} / \sigma_{фл\alpha}^{шпс_{в}}$ . При использовании ШПС разрешающая способность по дальности составляла  $\Delta r = (0,5; 1; 1,5; 2)$  м.

Таблица 1. Среднее значение флуктуационных ошибок разового оценивания координат при узкополосном и широкополосном зондированиях.

Тип РЛС	Истребитель F-15			Вертолет АН-64			СКР ALCM		
	$\sigma_{флr}, м$	$\sigma_{фл\beta}, м$	$\sigma_{фл\varepsilon}, м$	$\sigma_{флr}, м$	$\sigma_{фл\beta}, м$	$\sigma_{фл\varepsilon}, м$	$\sigma_{флr}, м$	$\sigma_{фл\beta}, м$	$\sigma_{фл\varepsilon}, м$
УПС	1,97	1,28	1,3	1,96	2,0	1,90	1,13	3,59	3,73
Для ШПС $\Delta r = 0,5$ м									
ШПС	0,24	0,7/0,0098	0,7/0,0097	0,85	1,17/0,049	1,18/0,05	0,04	2,36/1,03	2,37/1,0
$\eta_{\alpha} / \eta_{\alpha_{в}}$	<b>7,9</b>	<b>1,8/130</b>	<b>1,87/135</b>	<b>2,32</b>	<b>1,72/41</b>	<b>1,6/38</b>	<b>28,2</b>	<b>1,52/3,5</b>	<b>1,57/3,7</b>
Для ШПС $\Delta r = 1$ м									
ШПС	0,43	0,72/0,012	0,72/0,012	0,9	1,19/0,052	1,20/0,054	0,11	2,5/1,15	2,45/1,1
$\eta_{\alpha} / \eta_{\alpha_{в}}$	<b>4,63</b>	<b>1,78/109</b>	<b>1,83/112</b>	<b>2,17</b>	<b>1,7/25</b>	<b>1,58/35</b>	<b>10,1</b>	<b>1,44/3,1</b>	<b>1,5/3,5</b>
Для ШПС $\Delta r = 1,5$ м									
ШПС	0,53	0,74/0,016	0,75/0,016	0,94	1,2/0,071	1,20/0,104	0,134	2,5/1,08	2,48/1,13
$\eta_{\alpha} / \eta_{\alpha_{в}}$	<b>3,7</b>	<b>1,72/81</b>	<b>1,74/82</b>	<b>2,1</b>	<b>1,68/28</b>	<b>1,57/18</b>	<b>8,4</b>	<b>1,43/3,2</b>	<b>1,51/3,3</b>
Для ШПС $\Delta r = 2$ м									
ШПС	0,6	0,8/0,02	0,79/0,02	0,97	1,21/0,083	1,21/0,096	0,11	2,6/1,3	2,52/1,2
$\eta_{\alpha} / \eta_{\alpha_{в}}$	<b>3,3</b>	<b>1,6/64</b>	<b>1,65/65</b>	<b>2,0</b>	<b>1,67/24</b>	<b>1,56/19,8</b>	<b>10,4</b>	<b>1,38/2,8</b>	<b>1,48/3,1</b>

Таким образом, результаты математического моделирования показали (рис. 4 и таблица 1), что в зоне малых дальностей, в отличие от использования УПС, широкополосное зондирование позволило уменьшить флуктуационную ошибку разового оценивания координат воздушных целей. Для рассматриваемых ракурсов наблюдения объекта  $\varphi_{ц} = 0...90^\circ$  средний выигрыш в точности  $\eta_{\alpha}$  при  $\Delta r = 0,5$  м (таблица 1), в среднем, повышается по дальности для истребителя F-15 до 7,9 раза, для вертолета АН-64 до 2,32 раза, а для СКР ALCM до 28,2 раза. По азимуту выигрыш растет для истребителя F-15 до 1,8 раза, для вертолета АН-64 до 1,72 раза и для СКР ALCM до 1,52 раза. По углу места: для истребителя F-15 до 1,87 раза, для вертолета АН-64 до 1,6 раза и для СКР ALCM до 1,57 раза. Использование взвешенного усреднения угловых рассогласований позволило уменьшить ошибки измерения УК  $\eta_{\alpha_B}$ , в среднем, истребителя F-15 до 130 раз по азимуту и 135 раз по углу места, вертолета АН-64 до 41 раза по азимуту и 38 раз по углу места и ALCM до 3,5 раз по азимуту и 3,7 раза по углу места.

С ухудшением разрешающей способности по дальности количество ЛО в элементе разрешения увеличивается, диапазон амплитудных флуктуаций растет, что повышает «угловой шум» всей цели. В следствии этого выигрыш в оценке координат целей, в основном, постепенно уменьшается (таблица 1).

Дополнительно стоит отметить, что снижение дисперсии флуктуационной ошибки разовых измерений при широкополосном зондировании происходит в результате уменьшения эквивалентной спектральной плотности возмущающих воздействий  $S_{\text{экв } \alpha}$  дискриминаторов следящих измерителей дальности и УК [1] (по сравнению с УПС). Как известно, качество работы любого следящего измерителя оценивается флуктуационной и динамической ошибками. Причем, с расширением эффективной полосы  $\Delta f_{0\alpha}$  замкнутого следящего контура, растет флуктуационная и падает динамическая составляющая суммарной ошибки. Существует оптимальная ширина полосы  $\Delta f_{0\alpha_{\text{опт}}}$ , при которой суммарная ошибка измерения минимальна [5]. На малых дистанциях резко возрастают

динамические ошибки следящего измерения, особенно для маневрирующих целей. До некоторой степени их удастся компенсировать расширением полосы замкнутого контура  $\Delta f_{0\alpha}$  и усложнением структуры ЦФ и Э. Но при дальнейшем уменьшении расстояния, «шумы» цели становятся настолько существенными, что их влияние на флуктуационную составляющую суммарной ошибки слежения становится сопоставимым с динамической ошибкой. При широкой полосе замкнутого измерителя  $\Delta f_{0\alpha}$  это влияние может становиться определяющим. В этих условиях, переход с УПС на ШПС и приведенные выше структуры дискриминаторов, существенно снизят флуктуационную составляющую суммарной ошибки даже при широкой полосе замкнутого следящего измерителя, при которой динамические ошибки также невелики. До некоторой степени данный подход позволит упростить структуры замкнутых следящих систем с приводами и уменьшить их стоимость. Это достигается за счет усложнения структуры дискриминаторов и ужесточения требований к быстродействию цифровых элементов, цена которых с развитием современных технологий постоянно снижается.

### **Заключение**

Применение ШПС в моноимпульсном радиолокаторе сопровождения позволяет уменьшить флуктуационную ошибку оценки дальности воздушной цели при разрешении ЛО, приводящему к снижению диапазона флуктуаций суммарной ЭОП, и использовании АУ ФОПС [3]. Флуктуации оценок УК снижаются за счет оценки угловых невязок в каждом формируемом АУ ФОПС стробе дальности и равновесном или взвешенном их усреднении [1, 4]. Такой подход снижает влияние собственного «шума» протяженных целей на точность измерения их координат при росте ОСШ на малых дистанциях. Взвешенное в соответствии с (8) усреднение невязок значительно повышает получаемые выигрыши, по сравнению с равновесным суммированием. При ухудшении разрешения по дальности выигрыши в ошибках измерения дальности и УК снижаются.

При фиксированном разрешении по дальности и уменьшении поперечных размеров наблюдаемой цели, выигрыш в точности измерения уменьшается. Следовательно можно предположить, что в РЛС для наблюдения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов потребуется расширение спектра зондирующего сигнала до 1–1,5 ГГц ( $\Delta r = 0,15 - 0,1$  м). Если же наблюдаются цели, рассмотренные в статье (от крылатых ракет до истребителей) и над поверхностью суши, то можно сужать полосу сигнала от 300 МГц ( $\Delta r = 0,5$  м) до 150–75 МГц ( $\Delta r = 1 - 2$  м), а для сопровождения еще более крупноразмерных целей, до 50–30 МГц ( $\Delta r = 3 - 5$  м).

Эти выводы можно считать справедливыми для наблюдения целей над поверхностью суши. Поведение ошибок при расширении спектра ЗС над морем требует дополнительных исследований вследствие более существенного влияния переотражений от подстилающей поверхности, при отсутствии морского волнения, и иной статистики мешающих отражений, при его наличии. Но полученные тенденции вряд ли сильно изменятся.

### Литература

1. Охрименко А.Е. *Основы обработки и передачи информации*. Минск, МВИЗРУ. 1990. 180 с.
2. Буйлов Е.Н. Методики синтеза измерителей дальности и угловых координат при использовании широкополосного сигнала. *Наука и военная безопасность*. 2019. №2. С.32–36.
3. Буйлов Е.Н., Горшков С.А., Солонар А.С., Цуприк С.В. Автокорреляционный некогерентный дальномер с адаптивным формированием опорного сигнала. *Наука и военная безопасность*. 2019. №3. С.40–44.
4. Буйлов Е.Н., Горшков С.А. Повышение точности измерения координат кажущегося центра радиолокационной цели в зенитных пушечно-ракетных комплексах. *Доклады БГУИР*. 2016. №8(102). С.94–100.
5. Охрименко А.Е. *Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. Основы радиолокации*. Москва, Военное издательство. 1983. 456 с.

6. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. *Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех*. Москва, Радио и связь. 1981. 416 с.
7. Сколник М.И. *Справочник по радиолокации. Книга 1*. Москва, Техносфера. 2014. 672 с.
8. Лайонс Р. *Цифровая обработка сигналов*. Москва, ООО Бином-Пресс. 2006. 656 с.
9. Буйлов Е.Н., Горшков, С.А. Методика выбора параметров устройства корреляционно-фильтровой обработки широкополосного линейно-частотно-модулированного сигнала. *Доклады БГУИР*. 2019. №5(123). С.101–108.
10. Буйлов Е.Н., Горшков С.А. Уточненная методика выбора параметров устройства корреляционной обработки широкополосного линейно-частотно-модулированного сигнала. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2019. №7. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jul19/1/text.pdf>.  
<https://doi.org/10.30898/1684-1719.7.1>
11. Марпл С.Л. *Цифровой спектральный анализ и его приложения*. Москва, Мир. 1990. 550 с.
12. Вентцель Е.С. *Теория вероятности: учебник для вузов. 7-е издание*. Москва, Высшая школа. 2001. 575 с.
13. Лещенко С.П. Повышение точности азимутальных измерений аэродинамических целей обзорными радиолокационными станциями. *Прикладная радиоэлектроника*. 2014. Т.13. №4. С.386–392.
14. Лещенко С.П. Влияние ширины спектра частот зондирующего сигнала на точность угловых измерений в бортовых РЛС. *Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил*. 2010. Випуск 2(24). С.40–46.
15. Лещенко С.П. Принцип получения двумерных радиолокационных изображений при недостаточном азимутальном разрешении. *Радиотехника и электроника*. 1991. Т.36. Вып.8. С.1595–1597.
16. Ширман Я.Д. *Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория*. Москва, Радиотехника. 2007. 512 с.

17. Хмарский П.А., Солонар А.С., Михалковский А.А. Особенности фильтрации координат и параметров движения объектов на этапе совершения установившегося разворота. *Доклады БГУИР*. 2013. №4(74). С.67–73.
18. Shirman Y.D. *Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection and Tracking*. Boston-London, Artech House. 2002. 292 p.

**Для цитирования:**

Буйлов Е.Н., Горшков С.А. Моноимпульсный радиолокатор сопровождения по дальности и угловым координатам с широкополосным зондирующим сигналом. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №6. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.6.10>